



TITLE:

ミリ波通信における高速デジタル再生中継の研究( Dissertation\_全文)

AUTHOR(S):

関, 清三

---

CITATION:

関, 清三. ミリ波通信における高速デジタル再生中継の研究. 京都大学, 1979, 工学博士

ISSUE DATE:

1979-01-23

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r3762>

RIGHT:



ミリ波通信における高速デジタル  
再生中継の研究

三 清 関



# ミリ波通信における高速デジタル 再生中継の研究

関 清 三

DOC
1978
11
電気系

# ミリ波通信における高速デジタル再生中継の研究

関 清 三

本論文はミリ波導波管伝送方式における超高速デジタル再生中継技術ならびに再生中継伝送路の特性解明と設計法確立を目的とするものである。

すなわち、広帯域な伝送特性という導波管線路の特長を生かし、真に経済的な伝送方式を実現するためには超高速デジタル伝送を可能とする必要がある。このため、はじめに基本技術として重要な超高速変復調技術確立を、次にミリ波再生中継装置設計技術確立について述べた。

また、導波管線路を介して超高速パルス伝送を行なう場合、歪雑音が存在することとなるので、このような伝送媒体に対し、振幅変調 (ASK)、遅延・同期検波位相変調 (PSK) の各場合について種々の劣化要因を含めたデジタル伝送特性を解明するとともに、この結果と総合中継実験、総合現場試験結果との非常に良い一致が得られたことを示した。

以上の技術を総合して、ミリ波導波管デジタル再生中継伝送路に対する歪配分設計基本手法を確立した。



# 目 次

1. 緒 言 .....	1
2. 高速ディジタル再生中継の基本(I)ー高速変調回路ー .....	4
2.1 序 .....	4
2.2 高速変調回路の基本技術 .....	6
2.2.1 4 相位相変調回路の基本構成 .....	7
2.2.2 変調波形歪の波形伝送特性に及ぼす影響 .....	9
2.3 高速位相変調器設計の基本方針 .....	24
2.4 4 GHz 帯通過形 4 相位相変調回路 .....	29
2.4.1 技術的な背景 .....	29
2.4.2 4 相位相変調器の設計条件と問題点 .....	30
2.4.3 2 相位相変調器の構成と動作特性 .....	33
2.4.4 4 相位相変調器の構成と動作特性 .....	43
2.5 1.7 GHz 帯 4 相位相変調回路 .....	46
2.5.1 設計条件と問題点 .....	47
2.5.2 種々の変調回路の比較 .....	48
2.5.3 一重平衡形変調器ーコーワン変調器ーの特性 .....	54
2.5.4 二重平衡形変調器ーリング変調器ーを用いた 4 相位相変調回路 .....	58
2.6 4 相位相変調器過渡位相特性の等化 .....	66
2.7 第 2 章のまとめ .....	74
3. 高速ディジタル再生中継の基本(II)ー高速復調再生回路ー .....	76
3.1 序 .....	76
3.2 高速振幅識別回路 .....	77
3.2.1 振幅変調搬送波パルス識別の符号誤り率特性ー識別不確定領域の影響ー .....	77
3.2.2 高速に適した検波識別器 .....	80
3.2.3 検波識別回路の動作特性 .....	83

3.2.4	誤り率特性測定からの識別不確定領域の測定 .....	90
3.3	高速位相識別回路 .....	91
3.3.1	高速位相検波識別回路の提案と実験 .....	92
3.3.2	高速位相検波識別回路の構成と動作特性 .....	99
3.4	800 Mb/s 4相PSK 復調回路の設計と動作特性 .....	101
3.4.1	遅延検波方式復調回路の設計 .....	101
3.4.2	遅延検波方式復調回路の動作特性 .....	103
3.4.3	識別不確定幅の影響について .....	106
3.4.4	同期検波方式復調回路の基本技術 .....	107
3.5	第3章のまとめ .....	110
4.	ミリ波再生中継装置設計と再生中継伝送特性の解析 .....	111
4.1	序 .....	111
4.2	振幅変調方式中継伝送路の誤り率特性とその解析 .....	112
4.2.1	2進差動振幅変調方式における符号誤り率特性の理論解析 .....	112
4.2.2	2進差動ASK 方式総合中継実験系 .....	117
4.2.3	高速完全ラスタムパターンの符号誤り率測定法 .....	118
4.2.4	2進差動ASK における符号誤り率特性 .....	121
4.2.5	総合中継実験系の符号誤り率特性 .....	123
4.2.6	考察 .....	126
4.3	遅延検波復調4相位相変調方式中継伝送路の誤り率特性とその解析 .....	127
4.3.1	階段変調 $\pi/4$ シフト4相位相変調方式 .....	128
4.3.2	階段変調 $\pi/4$ シフト4相位相変調方式波形伝送特性 .....	132
4.3.3	遅延検波方式4相PSK 伝送の符号誤り率特性 .....	136
4.3.4	800 Mb/s 階段変調 $\pi/4$ シフト4相PSK ミリ波再生中継装置 .....	140
4.3.5	総合中継実験系での符号誤り率特性 .....	146
4.3.6	考察 .....	155
4.4	4相位相変調同期検波方式中継装置設計と中継伝送路の符号誤り率特性 .....	155
4.4.1	同期検波方式4相PSK の基本伝送特性 .....	156
4.4.2	長距離大容量ミリ波導波管伝送方式(W-40G方式)の概要 .....	164

4.4.3	800 Mb/s 4 相PSK 同期検波方式ミリ波中継装置の設計と特性	168
4.4.4	同期検波方式中継伝送路の誤り率特性(現場試験回線特性)	181
4.4.5	考察	193
4.5	第4章のまとめ	194
5.	ミリ波導波管伝送方式歪配分設計手法の確立	196
5.1	序	196
5.2	多数の劣化要因がある場合の総合特性推定法	197
5.2.1	簡易な推定値計算法	199
5.2.2	遅延検波方式4相PSK 総合中継実験結果との対比	208
5.3	導波管伝送方式区間伝送特性解析と歪配分設計手法	211
5.3.1	計算モデルとW-40G方式現場試験結果との対比	211
5.3.2	歪配分設計基本手法の確立	223
5.4	第5章のまとめ	226
6.	結 言	228
謝	辞	230
付	録	231
2.A	搬送波パルスの立上り時間とおり返し成分干渉との関係	231
2.B	高速ダイオードスイッチ(AM変調器)の試作・実験	233
2.C	位相および振幅微調器	235
2.D	通過形位相変調器の高速化の提案と実験	239
4.A	差動ASK方式符号誤り率特性算出近似式の導出と誤差評価	242
4.B	遅延検波方式符号誤り率計算式について	247
5.A	C/N劣化量推定における補正項 $k_E$ について	249
参考文献		251



# 第1章 緒 言

本研究はミリ波導波管という全く新しい媒体を用いる伝送方式に対し、超高速デジタル再生中継技術の確立、ならびに再生中継伝送特性の解析とその設計法を確立しようとするものである。

ミリ波導波管伝送方式は、円形導波管の低損失、広帯域の特性を利用して、数十GHzの広帯域伝送を行うもので、経済的な大容量伝送方式として大きな魅力がある。ところで、この方式を実現させるためには多くの新しい技術を開発し確立する必要があった。<sup>(1)~(5)</sup>

すなわち、ミリ波導波管伝送方式の基盤技術は

- (1) 導波線路の技術
- (2) 分波装置の技術
- (3) ミリ波半導体・固体電子回路の技術
- (4) 再生中継装置の技術
- (5) 以上を総合した伝送方式設計の技術

であり、これらは、すべて従来から実用化されている諸伝送方式にない多くの新しい問題を含み、基本から出発して研究実用化を進める必要があった。

本研究は上述の<sup>(6)</sup>(1)、<sup>(7)</sup>(2)、<sup>(8)(9)</sup>(3)、(4)、(5)のうち(4)、(5)に関するものであり(3)については特に再生中継装置の心臓部を構成する超高速の変復調部に重点をおいて、その基本設計から実用化完成までの技術の確立を論じている。又、(5)については(1)(2)(3)の技術が密接に関連するので総合的な立場から研究を進める必要がある。すなわち、本論文の主要点は

- (i) 超高速変復調技術の確立
- (ii) ミリ波中継装置設計技術の確立
- (iii) ミリ波中継伝送路デジタル伝送特性の解明
- (iv) 導波管伝送方式歪配分設計法の確立

である。

導波管伝送方式では波長にくらべ相当大きな径の導波管を用いており、低損失性を有するTE<sub>01</sub>基本モードのほかに、数百の不要モードが伝搬可能である。このため、導波管線路のわずかな不完全性によって不要モードが発生し、基本モード・不要モード間のモード変換・再変換現象により、振幅・遅延周波数特性上に細かなリップルを描く。このような媒体に対しては、従来広く用いられているFDM-FM方式により伝送するのは、歪雑音規格を満足する上

で困難があり，耐歪特性に優れたPCM伝送，すなわちデジタル伝送を用いる方が有利である。<sup>(1)</sup>

さて，円形導波管線路は真直度が良ければその損失は周波数が高くなるとともに，かえって低下する傾向がある。<sup>(1)</sup>しかし，ルートに屈曲が多いと高い周波数領域での減衰が多くなり，わが国の道路事情を考慮した，屈曲に富むルートに布設された導波管線路では43～87GHzが低損失な周波数領域となる。<sup>(10)</sup>それでも，従来実用化されたマイクロ波通信などと比較すると非常に広い周波数帯域であり，この周波数帯域を有効に利用し，経済的なシステムを構成するためには，1ミリ波チャンネルを大束化，すなわち，デジタル伝送においては極力高速・多値化をはかる必要がある。このため，まず(i)の超高速・多値（4相）変復調技術の確立が必要であり，その上で(ii)の超高速デジタルミリ波再生中継装置設計法確立が要求された。

導波管線路では空間伝送の場合のように，フェージングやV・H干渉などの現象がないかわりに，前にも述べたように，モード変換再変換に起因する周波数特性上のリップルが存在し，このため高速パルス伝送では，細かなエコーの集合と等価と考えられる歪雑音が存在することとなる。このような伝送媒体における高速搬送波デジタル伝送における特性の解明，特に実験結果をうまく説明できる解析方法がなく，(iii)に示した解析方法の確立が必要であった。さらに，(i)，(ii)，(iii)の結果を総合して導波管伝送という全く新しい伝送方式に対する回線設計法，特に歪配分設計法の確立<sup>(iv)</sup>が必要であった。ここでは，振幅変調方式（ASK），4相位相変調遅延検波方式（DCPSK），4相位相変調同期検波方式（CPSK）の各場合について，中継伝送路に各種劣化要因が存在するときの伝送特性の解析を行うとともに，中継装置，分波装置，導波管線路を含めた総合中継実験，総合現場試験結果と対比した。この結果からミリ波導波管線路による高速デジタル伝送特性を理論的・実験的に明らかにするとともに回線設計基本手法の確立をはかった。

これまでの，この方面に対する内外の研究状況についてみると，アメリカのベル研究所では，40～110GHzを用い電話約23万チャンネルを伝送するWT4方式の実用化を進めている<sup>(1)(2)</sup>。この方式では，274Mb/s 2相位相変調方式が用いられている。ヨーロッパではイギリス（BPO），フランス（CNET）が実用化を進めているが，ともに50GHz以下の周波数帯において8ないし12万電話チャンネルを伝送する方式が当面の目標となっている。<sup>(13)(14)</sup>

これらの方式では，4相位相変調方式を用いているが，クロック周波数は約250MHz（500Mb/s伝送）であり，いずれも本研究で述べる800Mb/s伝送の高速には到っておらず，また同期検波方式の技術は未検討である。アメリカでの現場試験開始は1975年，イ

ギリス1975年，フランスの最初の中継実験が1973年である。

一方，我国では，諸外国に先がけて早くから高速ミリ波再生中継の研究を行ない，1968年には225 Mb/s 振幅変調方式での導波管，分波装置を含めた総合中継実験，1970年には806 Mb/s 4相PSK変調を用いた総合中継実験（遅延検波方式），これらを基盤として1973年には806 Mb/s 4相PSK（同期検波方式）の最終現場試験を行ない，世界最初の実用化方式であるW-40Gミリ波導波管伝送方式の技術を完成した。<sup>(15)</sup>

本研究はこれらを対象に進めたものであり，これまでになく高速の場合を取りあつかっているばかりでなく，常に先行した先駆的技術であり他に模倣する対象がない。したがって，常に自主技術を切り開く必要があった。幸い，研究所では早くから（1961年頃）高速変復調の研究が行なわれており，<sup>(16)(17)</sup> この技術基盤の上に立って進めることができたので，比較的早く目標に到達することができた。

本論文においては，新しい振幅・位相識別回路の提案，高速における一般化した変復調回路設計法の導出， $\pi/4$  シフト4相位相変調方式の新しい伝送方式構成法， $\pi/4$  シフト方式の伝送特性の解明，同期検波中継装置に対する構成の提案，再生中継伝送路特性分析の手法や歪配分設計法の提案と確立など新たな創意を加えている。

以下，第2章と第3章では，高速デジタル再生中継の基本技術確立を目標に，高速変調，高速復調再生について述べ，第4章で各種変調方式に対する再生中継伝送特性の解析と超高速ミリ波中継装置設計法を，第5章でミリ波導波管伝送方式の歪配分設計手法の確立について述べている。



## 第2章 高速ディジタル再生中継の基本 (I) — 高速変調回路

### 2.1 序

導波管伝送方式を経済的な方式として実現するためには、1ミリ波チャンネルの伝送容量を大きくする必要があり、ディジタル伝送方式では高速化、多値化をはかることが有効である。<sup>(1)</sup>そこで、ミリ波帯の高速再生中継伝送の技術を確立するためには、まず、ミリ波帯の高速、多値パルス発生技術が必要である。第一章でも述べたように、導波管線路を用いた高速パルス伝送では、熱雑音等価と考えられる歪雑音が導波管で発生するので、<sup>(2)</sup>これに変調波形の歪が加わると受信部符号再生における耐熱雑音特性に余裕が少なくなり、ひいては中継間隔が短くなりかねない。したがって、変調波形としては歪や劣化要因の少ないものでなければならない。一般に高速化、多値化を進めると波形歪の少ない変調波を得ることは困難となる。<sup>(3)</sup>

変調形式としては、振幅変調（以下ASK<sup>\*</sup>、とも呼ぶ）、位相変調（PSK<sup>\*\*</sup>）、周波数変調（FSK<sup>\*\*\*</sup>）があるが、2.2で述べるようにPSK信号伝送は一定の誤り率を得るのにもっとも大きな熱雑音を許容でき、それは4相PSKのように多値化を行なう場合一層顕著となる。本研究では、符号再生における熱雑音許容度を大きくする観点から4相PSKを取りあげ、これを中心に論じている。

ミリ波帯のPSK変調波を得るには、(i)ミリ波帯で直接変調する（発振器のバイアス制御を含む）、(ii)中間周波帯で変調し、送信周波数変換器で周波数変換してミリ波信号を得る、の2つの方法が考えられる。ミリ波帯の直接変調による高速PSK信号発生については、①特に搬送周波数が高くなることにより角度誤差の増加が考えられること、②送信から受信までの伝送周波数特性を把握する場合、ミリ波帯変調器という非線形回路が途中で介在するため、この伝送系の振幅・遅延周波数特性を中間周波数帯で測定することが困難となること、③ミリ波通信では多数のミリ波チャンネルより構成されることとなるが、1つ1つの周波数に対して角度誤差がないよう調整された変調器を用意する必要があり、システム全体の経済性を損なう可能性があること、などの理由から、本研究では(ii)の方法により変調波を得ることとした。<sup>(4)</sup>特に理

---

\* Amplitude Shift Keying

\*\* Phase Shift Keying

\*\*\* Frequency Shift Keying

由②は空間伝送と異なりミリ波導波管伝送特有の問題点である。すなわち、導波管線路遅延特性には一次傾斜があり、これを受信部中間周波数帯で等化する必要がある。<sup>(5)</sup>この、一次遅延等化量は、周波数により異なるのでこれを把握するため各ミリ波チャンネルごとに測定する必要がある。現在の技術ではミリ波帯での正確な遅延測定器を得ることはむずかしく、また、異なった周波数のミリ波帯測定器送信部を個々に用意する必要が生じるので、中間周波数帯測定に比し大きな困難と費用を要することとなる。この点(6)の形式によれば、ミリ波チャンネルが異なっても一種類の変調回路を用意すれば良いから量産性にも富み、経済化がはかれる。以上の理由から本研究では中間周波数帯での4相位相変調をとりあげ研究を進めた。

ミリ波通信における中間周波数は1.7GHz～4GHzというマイクロ波帯となる。<sup>(4)</sup>マイクロ波帯の高速変調技術については、高速スイッチング用ダイオードの出現<sup>(6)</sup>を契機に研究が活発化した。そのおもなものを表2.1に示すが、<sup>(7)～(20)</sup>数百メガボート以上という高速の変調器については我国がもっとも早く、1962年にはサブ・ナノ秒のパルス発生と正確な波形測定(直交成分、同相成分測定)が行なわれた。<sup>(8)(9)</sup>この技術は本研究を始めるにあたっての基

表 2.1 これまでのマイクロ波帯以上でのおもな高速変調器例

例	年号(発表)	変調器形式	立上り・立下り時間	搬送周波数	回路形式	使用半導体	機 関	文 献
①	1959	通過形AM	1.5ns	Xバンド	導波管	Geポイント コンタクト	米国	(7)
②	1962	通過形AM	0.3ns	24GHz	導波管	Siポイント コンタクト	ECL	(8)
③	1964	通過形AM, 反射形AM	0.5ns	11GHz	導波管	Ge SB	ECL	(9)
④	1966	通過形AM	0.35～0.2ns	9.3GHz	導波管	Geポイント コンタクト	米国	(10)
⑤	1967	反射形PM	1ns	4GHz	ストリップライン	バラクタ	日電	(11)
⑥	1968	通過形AM	0.5ns	4GHz	ストリップライン	SBD	ECL	(12)
⑦	1969	通過形4相PM	0.7ns	4GHz	ストリップライン	SBD	ECL	(13)
⑧	1969	反射形疑似8相PM	0.5ns	2.5GHz	ストリップライン	不明	富士通	(14)
⑨	1969	ハイブリッド使用反射形4相	0.6ns	3.5GHz	ストリップライン	SBD	ECL	(15)
⑩	1970	反射形4相PM	0.5～1ns	20GHz	導波管	GaAsSBD	ECL	(16)
⑪	1971	通過形2相PM	0.35～0.45ns	4GHz	ストリップライン	GaAsSBD	ECL	(17)
⑫	1971	反射形2相PM	0.5ns	50～60GHz	導波管	PIN	BTL	(18)
⑬	1971	リング変調器4相PM	0.5ns	1.7GHz	集中定数素子	SBD	ECL	(19)
⑭	1972	反射形2相PM	0.2ns	46～56GHz	導波管	PIN	Hughes	(20)
(注) GeSB…ゲルコニウムシルバーボンドダイオード      SBD…ショットキバリアダイオード								

盤技術となったが、これらは導波管回路のものであり、実用的、経済的な中継装置を実現するには是非ともストリップライン化する必要があったので新しく検討を開始した。同表中の⑥，⑦，⑪，⑬等は本研究に関わるものであり，ストリップライン回路化したサブナノ秒のAM（振幅変調）スイッチ，ならびにミリ波導波管伝送用として800Mb/sという符号伝送速度をもつ4相位相変調回路として内外でも最初のものである。

以上述べたように，本研究を進めるにあたっては，先行指標となるものが少なく，回路の各部分から新たに設計，開発し，波形歪，角度誤差，直交成分発生が少ない4相位相変調波を得るまでの総合技術の確立をはかる必要があった。

本章では，搬送波とクロック周波数とが接近した場合の諸問題を検討し，変調速度に対する限界を明らかにするとともに<sup>(3)</sup>高速変調における最適設計法を示した。<sup>(21)~(24)</sup>次に，従来の反射形変調器には速度限界があるところから新しく通過形変調器を提案し，<sup>(13)(25)</sup>設計法を明らかにするとともに4GHz帯における800Mb/s 4相PSK変調器実験例によって設計の妥当性を示した。<sup>(26)</sup>さらに，搬送周波数と変調周波数が接近した1.7GHz帯について，800Mb/s 4相PSK変調回路として，導波管伝送において要求される仕様条件を満足するものを実現し，設計の妥当性を確認して，高速4相位相変調回路設計法を確立した。<sup>(27)~(29)</sup>なお，位相変調器一般に見られるS字形過渡位相特性の原因を解明するとともに，線形回路による等化法を新しく提案し，これに対する実験実証についても論じた。<sup>(30)~(32)</sup>

以下，変調回路の基本技術，変調限界ならびに変調波形歪，角度誤差等の再生中継に及ぼす影響，（2.2節），高速位相変調器設計の基本方針（2.3節），4GHz帯通過形800Mb/s 4相PSK変調回路の設計と特性（2.4節），1.7GHz帯800Mb/s 4相PSK変調回路設計と特性（2.5節），S字形過渡位相特性の解析と等化の提案・実験結果（2.6節），などについて順次述べることとする。

## 2.2 高速変調回路の基本技術

デジタル変調方式の代表的なものは振幅変調，位相変調，周波数変調がある。

ミリ波中継装置では，導波管伝送において生じる歪雑音<sup>(2)</sup>に対抗して十分な動作余裕をもつこと，ならびに送信電力の有効利用，周波数帯域の有効利用の観点から，一定の符号誤り率を得るのに，もっともC/N（搬送波電力対雑音電力比）が小さくてすむ位相変調方式を主体的に取りあげ検討を行なった。<sup>(4)</sup>位相変調方式としては，2相，4相，……などが考えられる。



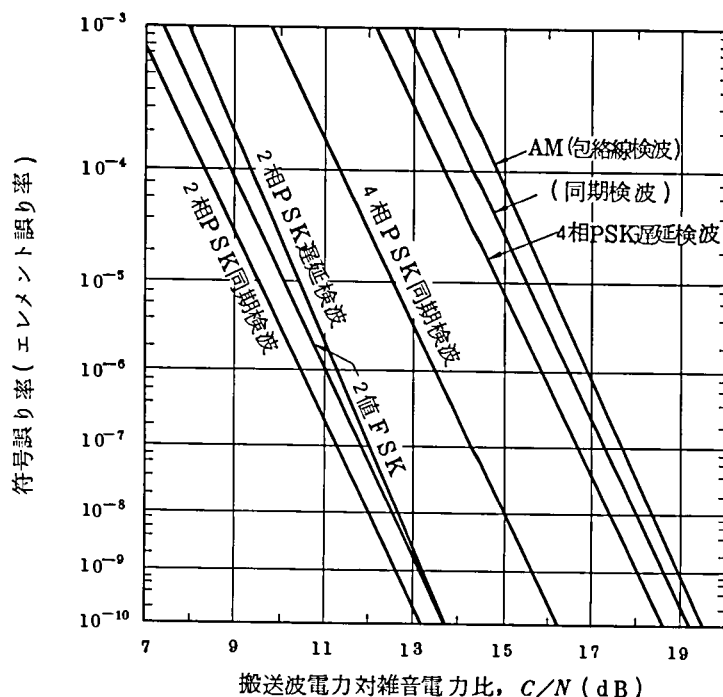


図 2.1 代表的な変復調方式の理想状態における符号誤り率

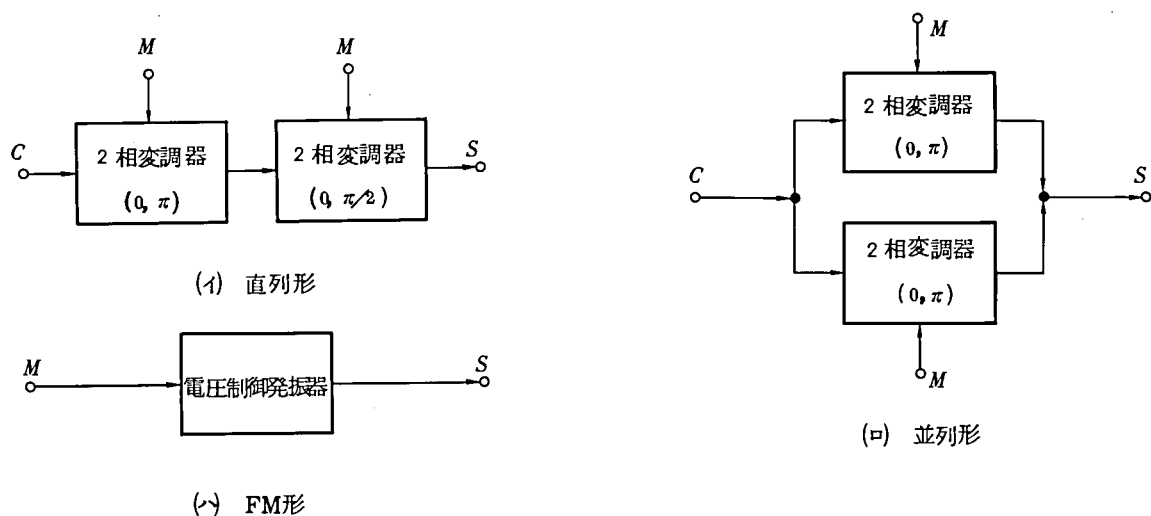
図 2.1 に示したように、2 相位相変調同期検波復調方式は 4 相のそれにくらべ約 3 dB 所要  $C/N$  が少なくてすむが、同じ伝送容量に対して考えると 2 相は 4 相に対し 2 倍の符号伝送速度を要する関係上受信雑音帯域幅も 2 倍の広さを必要とするから、送信電力の有効利用の観点からすれば 2 相と 4 相では大差がないと結論される。また、周波数帯域有効利用の観点からすれば 4 相の方が有利である。

以上の理由から、ミリ波中継装置用としては、4 相位相変調方式を主体に検討を進める。

ミリ波導波管伝送方式では、できるだけ高速のパルス伝送を行なう必要がある。しかし、一方では中継装置の技術的実現性という面からの制約を受けることとなる。ここでは、変調回路の変調特性不完全性がパルス伝送品質におよぼす影響、ならびに高速化をはばむ要因について考察する。

#### 2.2.1 4 相位相変調回路の基本構成

図 2.2 に 4 相 PSK 用として従来提案されている代表的な変調回路形式を示す。(1)はいわゆる直列形変調回路で、2 個の 2 相変調器を縦続接続したものである。これについて検討した結果、縦続された 2 番目の変調器の入力は、すぐその前の変調器で変調された信号であるため、高速化をねらいとする観点からは波形ひずみの相加が大きいことが容易に推定でき、また各中継装置に高速論理変換回路を必要とするなどの理由でこれを採用しなかった。



$M$  : 変調信号入力       $C$  : 搬送波入力       $S$  : 出力

図 2.2 代表的な変調回路形式

(b)はいわゆる並列形で、2個の2相変調器の出力を $\pi/2$ の位相差で合成するものである。この回路は一般に(a)より出力レベルが低いという欠点はあるが、波形応答特性が良好で高速化に適するうえ、中継装置では論理変換回路を要しないという理由で本論文ではこれを採用した。

(c)はいわゆるFM-DCPSK<sup>(注)</sup><sup>(33)</sup>方式に用いる変調回路で、インパルス的な変調信号入力に対して出力にはステップ的な位相シフトを生じる現象を利用したものである。この回路では、簡単な回路で任意の変調相数に適用でき、しかも差動論理回路を必要としないなどの利点を有するが、パルス波高値の制御、中心周波数の制御などが十分でないと伝送特性に劣化をもたらすなど、高速のパルス伝送では多くの技術的な問題点が考えられたので、ここでは採用しなかった。

4相位相変調方式には $\pi/2$ シフト方式と $\pi/4$ シフト方式の2つの方法が考えられる。図2.3は $\pi/2$ シフト方式と $\pi/4$ シフト方式の変調された信号の相違を示している。

$\pi/2$ シフト方式は最も普通の4相変調方式であり図からも明らかなように前のビットとの位相差が

$$n \cdot \frac{\pi}{2} \quad (n = 0, 1, 2, 3) \quad \text{ラジアン}$$

(注) Frequency Modulation Differentially Coherent Phase Shift Keying  
(周波数変調による差動位相変調方式)

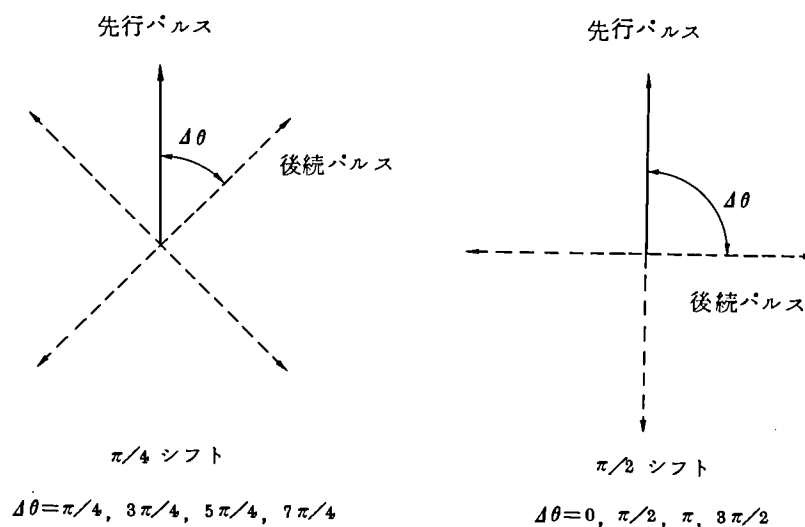


図 2.3  $\pi/2$  シフトおよび  $\pi/4$  シフト方式の信号ベクトル図

のものである。

$\pi/4$  シフト方式は、8 相位相変調の変形と考えることができ、前のビットとの間に

$$(2n+1) \cdot \pi/4 \quad (n=0, 1, 2, 3) \quad \text{ラジアン}$$

の位相差を持つものである。

$\pi/2$  シフト方式では、 $n=0$  の場合に隣合うビットの位相は等しくなり、このようなパルスパターンが長く連続するとタイミング情報は失われる。これに対し、 $\pi/4$  シフト方式では、 $n=0$  の場合でも同位相とならず、タイミング情報が絶えることはない。しかも、タイミング波抽出に際し、再生されたタイミング波の振幅変動幅を小さくできることが期待される。しかし、 $\pi/4$  シフト方式は、上述のように 8 相位相変調方式の変形であるから、数百メガボー (MB) の高速の場合には、性能の良い変調回路を実現することは困難とされていた。

本論文では新しい変調方式ならびに変調回路を提案し、試作実験を行なった。したがって本論文では、変調方式として、 $\pi/2$  シフト方式ならびに  $\pi/4$  シフト方式のいずれをも検討している。

## 2.2.2 変調波形歪の波形伝送特性に及ぼす影響

ここでは変調波の歪が、波形伝送特性におよぼす影響について、特に高速変調に対して問題となる諸点に着目しながら考察を進める。本論文では、4 相位相変調回路として、図 2.2 (ロ) に示すものを検討することは前に述べた通りである。この回路の出力である 4 相位相変調波は以下のように表わすことができる。すなわち今、第 1 のチャンネルの 2 相位相変調送信信号を



$$u_1(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i h(t-iT) \cos \omega_0 t, \quad (a_i = 1 \text{ or } -1) \quad (2.1)$$

第2チャンネルのそれを

$$u_2(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i h(t-iT) \cos \omega_0 t, \quad (b_i = 1 \text{ or } -1) \quad (2.2)$$

但し、 $h(t)$ は送信すべきベースバンドパルス波形である。また、 $\omega_0$ は搬送波角周波数である。

$u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ を直交合成した4相位相変調送信信号は、

$$u(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{ a_i h(t-iT) \cos \omega_0 t + b_i h(t-iT) \sin \omega_0 t \} \quad (2.3)$$

今、 $u(t)$ が中心周波数 $\omega_0$ 、振幅、遅延特性が対称の伝送系（帯域通過フィルタ（B.P.F）で表現できる）を通過して得られる受信信号は（図2.4）、

$$v(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{ a_i g(t-iT) \cos \omega_0 t + b_i g(t-iT) \sin \omega_0 t \} \quad (2.4)$$

と表わすことができる。ここで $g(t)$ は伝送系の等価B.P.Fの中心周波数を零に移行して、こ

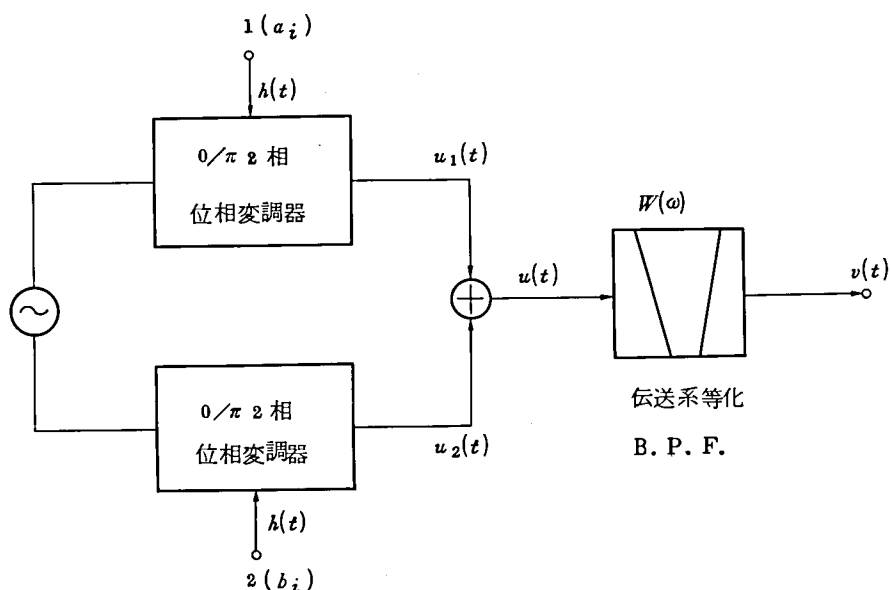


図 2. 4 4 相位相変調波の波形伝送系モデル

れにベースバンド信号  $h(t)$  を通過させた時得られるベースバンド応答波形である。すなわち、

$$g(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} H(\omega) \cdot W_b(\omega) \cos \omega t d\omega \quad (2.5)$$

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cos \omega t dt \quad (2.6)$$

$W_b(\omega)$  : ベースバンド系におきかえた伝送系の特性

$$W(\omega) = W_b(\omega_0 - \omega) \quad \text{伝送系の等化 B.P.F 特性}$$

$$(0 \leq \omega < \omega_0)$$

$$W_b(\omega - \omega_0)$$

$$(\omega_0 \leq \omega)$$

次に変調波の特性や、歪が波形伝送系におよぼす影響について考察する。すなわち、パルス幅変動、振幅偏差、角度偏差、ベースバンドパルスのもれこみ、変調器の S 字形過渡振幅位相軌跡などが、再生中継伝送におよぼす影響などを明らかにすることによって、変調部の仕様条件、設計指針を得ることができる。従来、高速位相変調回路における歪劣化要因の伝送特性に及ぼす影響を統一的に論じた例は少ないものと思われる。<sup>(3)(21)(23)</sup>

変調波に波形歪や不要波の発生がある場合には、基準(理想的な場合)の変調波に、新たに歪の原因となった不要波を加えて伝送したとして考えることができる。すなわち、新たに加えた、不要波だけの波形伝送結果と基準受信波との大きさの比を調べれば劣化量の評価を行なうことができる。このような立場から、上述のいろいろの歪が原因として生じる等価な不要波の大きさと、それが回線品質におよぼす影響を考えてみる。

#### (a) スペクトラムのおりかえし成分

搬送角周波数を  $\omega_0$  , パルス幅を  $T$  とする図 2.5 (a) に示すような単一矩形波パルスを包絡線とする単一搬送波パルスは、

$$u(t) = h(t) \cos \omega_0 t$$

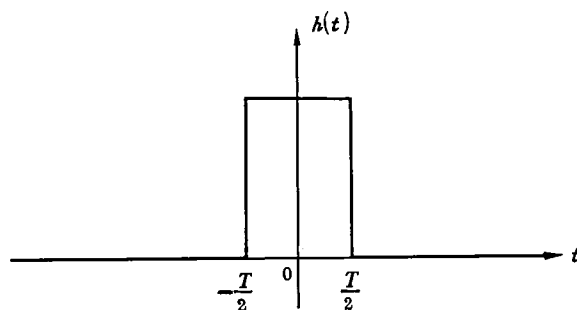
$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} H(\omega') \cos \omega' t d\omega' \cos \omega_0 t$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \{H(\omega') \cos(\omega_0 + \omega')t + H(\omega') \cos(\omega_0 - \omega')t\} d\omega' \quad (2.7a)$$

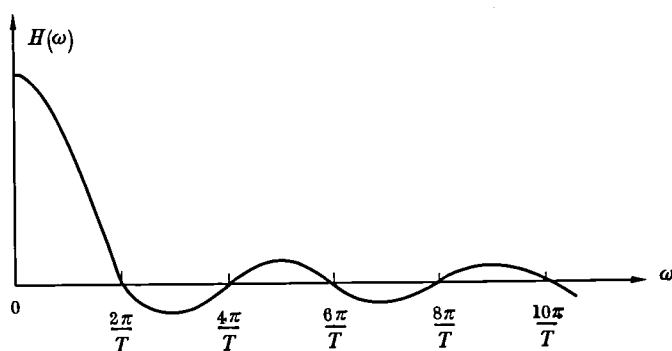
但し,

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cos \omega t dt$$

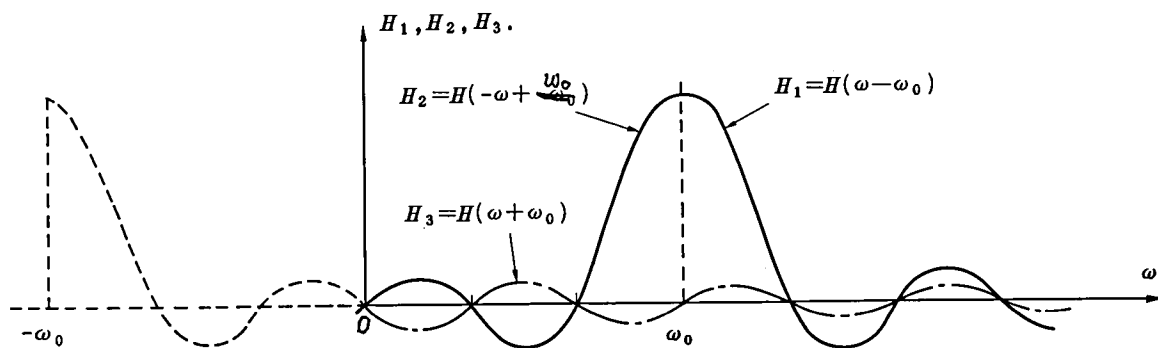
$$= T \cdot \frac{\sin \omega \left(\frac{T}{2}\right)}{\omega \left(\frac{T}{2}\right)} \quad (\omega \geq 0) \quad (2.7b)$$



(a) ベースバンド短一矩形波パルス  $h(t)$

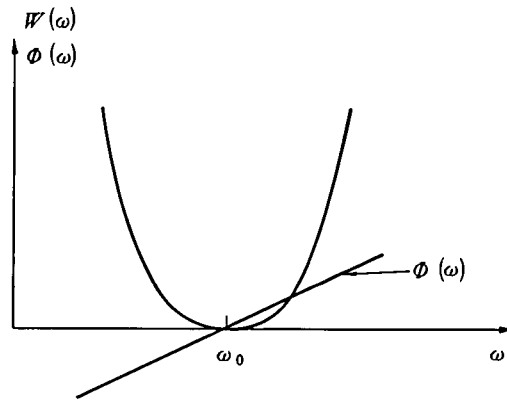


(b)  $h(t)$  のスペクトラム  $H(\omega)$  ( $0 \leq \omega < \infty$ )



(c)  $h(t)$  の包絡線波形をもつ搬送波単一パルスのスペクトラム

図 2.5 搬送波単一矩形パルスのスペクトラム



(d) 伝送路等価帯域制限  $W(\omega)$ ,  $\phi(\omega)$  のモデル

( 図 2. 5 の続き )

式 ( 2. 7 a ) はベースバンドスペクトラム  $H(\omega)$  もつ信号で搬送波  $\cos \omega_0 t$  を振幅変調した場合、角周波数  $\omega_0$  を中心に両側帯波が生じていることを表わしている。すなわち、周波数  $\omega'$  なるベースバンドスペクトラム成分  $H(\omega')$  は周波数  $(\omega_0 + \omega')$  と  $(\omega_0 - \omega')$  にあらわれる。 $\omega'$  が  $\omega_0$  よりも大きくなった場合 ( $\omega' > \omega_0$ ) には、下側帯波は周波数  $|\omega_0 - \omega'| = \omega' - \omega_0$  の所にあらわれる。この状況をさらに明確に示すために、式 ( 2. 7 a ) のスペクトラムを見ると、

$$\begin{aligned}
 U(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cos \omega t \, dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dt}{\pi} \int_0^{\infty} H(\omega') \cos \omega' t \, d\omega' \cos \omega_0 t \cos \omega t \\
 &= \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} H(\omega') \{ \cos(\omega' + \omega_0 + \omega) t + \cos(\omega' + \omega_0 - \omega) t \\
 &\quad + \cos(\omega' - \omega_0 + \omega) t + \cos(\omega' - \omega_0 - \omega) t \} d\omega' \, dt \\
 &= \frac{1}{2} \int_0^{\infty} H(\omega') \{ \delta(\omega' + \omega_0 + \omega) + \delta(\omega' + \omega_0 - \omega) \\
 &\quad + \delta(\omega' - \omega_0 + \omega) + \delta(\omega' - \omega_0 - \omega) \} d\omega'
 \end{aligned}$$

$0 \leq \omega' < \infty$  であるから、

$$U(\omega) = \frac{1}{2} \{ H(\omega - \omega_0) + H(-\omega + \omega_0) + H(\omega + \omega_0) \} \quad ( 2. 7 c )$$

この式で明らかなように、 $H_1 = H(\omega - \omega_0)$  は上側帯波、 $H_2 = H(-\omega + \omega_0)$  ならびに  $H_3 = H(\omega + \omega_0)$  は下側帯波であり、このうち特に  $H_3$  は搬送波パルスにおけるスペクトラムおり返し成分である。 $U(\omega)$  の模様を図 2.5 (c) に示す。

今、伝送系として中心角周波数  $\omega_0$  で、振幅・位相の周波数特性が図 2.5 (d) ( $W(\omega)$ ,  $\Phi(\omega)$ ) に示すようなものである場合、 $u(t)$  がこれを通じたときの受信信号  $v(t)$  は

$$\begin{aligned} v(t) = & \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0}^{\infty} H(\omega - \omega_0) \cdot W(\omega) \cdot \cos\{\omega t + \Phi_b(\omega - \omega_0)\} d\omega \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_0} H(-\omega_0 + \omega) \cdot W(\omega) \cdot \cos\{\omega t - \Phi_b(-\omega + \omega_0)\} d\omega \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} H(\omega + \omega_0) \cdot W(\omega) \cdot \cos\{\omega t + \Phi(\omega)\} d\omega \end{aligned} \quad (2.8)$$

ここで第 3 項がいわゆる折り返し成分に相当するものである。<sup>(34)</sup> 今  $\omega_0$  を十分大きな値とし、包絡線波形を決定するベースバンドスペクトラム  $H(\omega)$  が、 $\omega = 2\omega_0$  近傍で十分減衰が大きければ、第 3 項は無視できるものとなる。また、第 3 項で  $\omega$  が  $2\omega_0$  近傍では、伝送系の帯域制限をいかに小さくしても、通過帯域に落ちこむ成分となるので、式 (2.8) 第 1 項、ならびに第 2 項によって所望の帯域制限、あるいは波形整形を行なおうとする場合には第 3 項は不要波となる。第 3 項は、搬送波角周波数  $\omega_0$  が、ベースバンドの繰返し角周波数<sup>(注)</sup>  $2\pi/T$  に接近している場合、 $H(\omega)$  の高周波成分  $H(2\omega_0)$  が十分減衰しておらず、伝送周波数帯に落ちこみ問題となる。 $\omega_0$  を十分低く選ぶとすればむしろ変調ベースバンドパルス ~~$H(\omega)$~~  <sup>$h(t)$</sup> の立上り立下り時間を大きくして、 $H(2\omega_0)$  の減衰を大きくとることが有効となる場合がある。しかし、変調波形の立上り立下り時間が大きくなると、伝送系の帯域制限を大きくとることができず、雑音制限、チャンネル間干渉の抑圧が困難となるなどの問題を生じ、システム設計を困難なものとするので、ここに最適設計条件が存在することとなる。<sup>(3)</sup>

図 2.6 に、この第 3 項によるおり返し成分の例を示す。

今、おり返し成分のピーク値だけに着目すると、(図 2.6 における点線)、これの減衰のよ<sup>上</sup>うすは立上り時間に依存して図 2.7 のようになる。但し、立上り時間は、立<sup>上</sup>り時間零の理想

---

(注) 通常はパルス幅 100% のパルス列を伝送するので、パルス幅  $T$  の逆数がパルス繰返し周波数となる。

矩形波を Gauss フィルターで帯域制限した時に得られる応答波形波高値の 10 % 値と 90 % 値の時間幅と定義した。搬送波周波数を  $f_0$  とし、周波数  $(f_0 - \frac{B_W}{2})$  の点での干渉波レベルを  $-L_0(\text{dB})$  以下とするためには、立上り時間  $t_r$  は

$$t_r/T \geq 0.196 \times \frac{1}{x_d} \times \sqrt{L_0 - 20 \log \pi x_d} \dots\dots (2.9)$$

でなければならない。( 附録 2 . A 参照 )

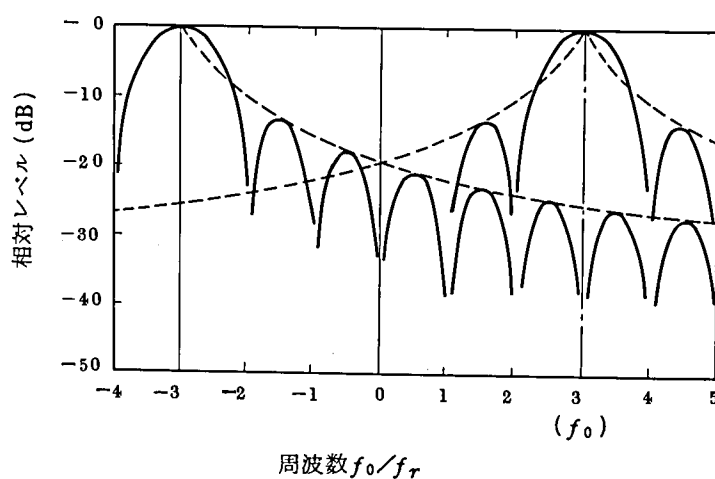


図 2.6 パルス幅 100 % の PSK 波スペクトルの 1 例

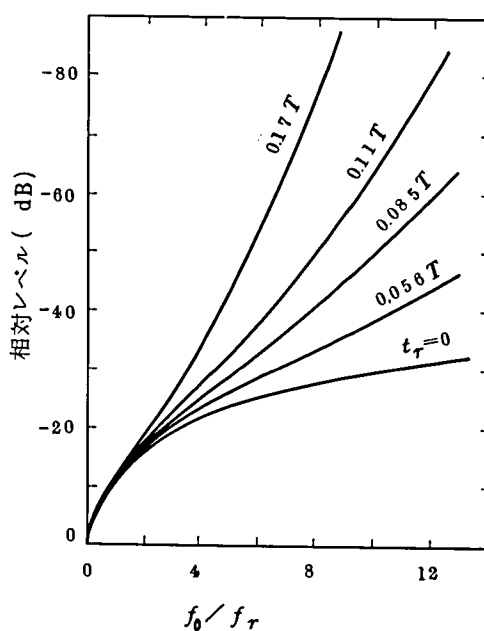


図 2.7 立上り時間とサイドローブ減衰との関係

但し  $x_d = 2 \cdot f_o / f_r - 0.5 B_W / f_r$ ,  $B_W$  : 伝送帯域幅,  $f_r$  : パルス繰返し周波数である。 $B_W / f_r = B_W T = 1$  のとき式 (2.9) の関係を図示すると, 図 2.8 のようになる。

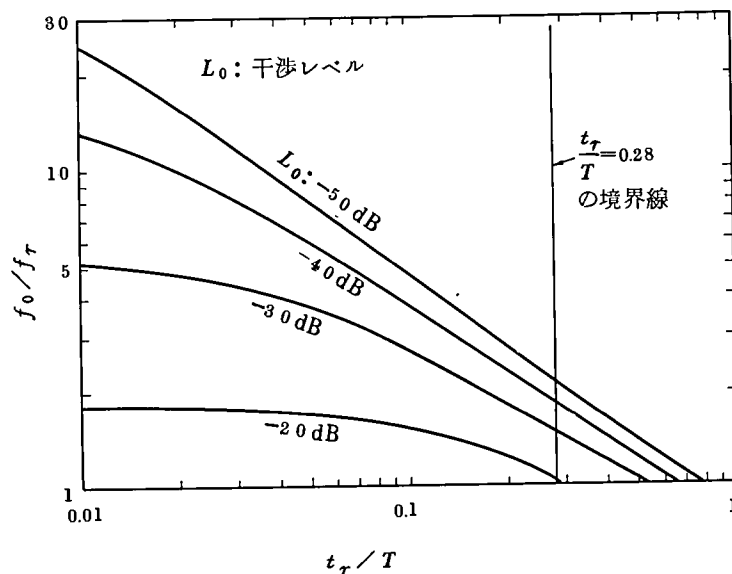


図2.8 スペクトラムおろかしによる干渉波のレベルをパラメータにした場合の  $f_o$  と  $t_r$  の関係

変調器の持つ有限の立上り時間  $t_r$  は, 伝送系総合の帯域制限要素の一部と考えることができる。いま, これにある程度の値を割りあてたことによって, 残りの帯域制限要素が総合特性の 10% 増となるような配分をひとつの基準と考える。この時,  $t_r/T = 0.28$  となり, このような条件下では, 最大の  $f_r$  は  $f_r = 0.55 f_o$  となる。<sup>(3)</sup> この条件は, 変調回路構成に関係なく搬送波周波数が与えられた場合の変調速度の終局的な制約条件と考えられる。

#### (b) ベースバンドパルス高調波成分のろうえい

変調器には印加されたベースバンドパルスが搬送波帯出力端子にもれないよう平衡を保つ変調器 (例えばリング変調器) と平衡が保たれていないものに分けることができる<sup>(21)(23)</sup> (2.4 節で詳細に論じる)。このうち平衡が保たれていないか, 平衡性が十分でない変調器では, ダイオードに印加したベースバンド・パルスの高調波成分のうち,  $f_o$  近傍のものが干渉波となる。

ベースバンドパルスの立上り時間を大きくした方がこの高調波成分は小さくなる。この干渉波レベルを種々の値に規定した場合の  $t_r$  と  $f_o$  との関係を図 2.9 に示す。 $t_r \leq 0.28 T$  という条件の下で, このレベルを -40 dB 以下とした場合,  $f_r < 0.28 f_o$  ということになり, これは高速化制限要因としてはかなり大きなものである。これを緩和するためには立ち上り時間  $t_r$  をさらにおそくする必要があることを意味している。



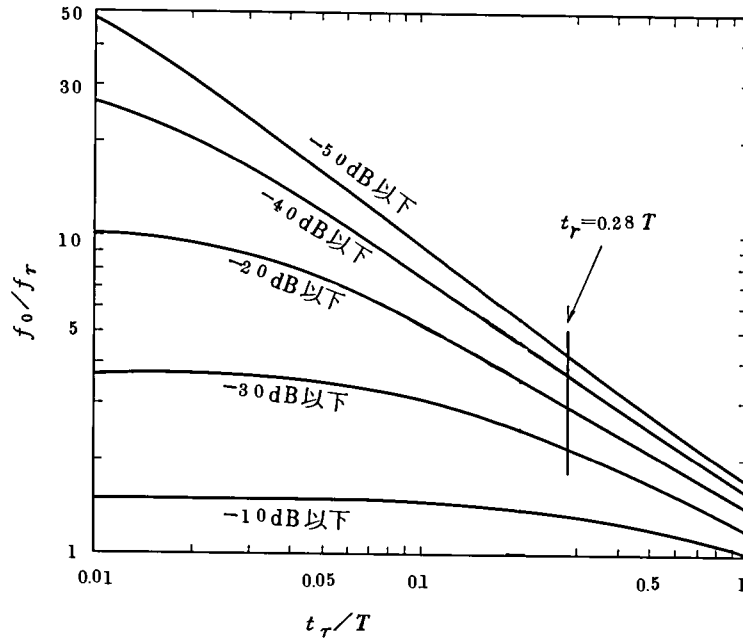


図 2.9 ベースバンドの高調波ろうえい量をおある値におさえた場合の  $f_0$  と  $t_r$  の関係

なお，図 2.9 では変調器に印加されるパルス幅 100 % のベースバンドパルス波高値  $V_{BP}$  と，出力変調波の振幅  $A$  の比を実験的な経験により 0 dB としている。

この制限要因を緩和するためには，立上り時間  $t_r$  を  $0.28 T$  よりさらに遅くする必要があることを意味している。

また，ダイオードをスイッチとして動作させる場合，少数キャリア蓄積効果により導通状態から非導通に切りかわる際にスナップ・オフ効果で鋭いステップ変化が生じ，これの高調波成分が搬送波信号帯へ落ち込んで問題となる。<sup>(35)(36)</sup>

このような不要波発生を解決する方法として，

(i) 伝送系の帯域制限を一部ベースバンド信号側にも割振り，変調器は線形領域で動作させる。

これによって立上りの早いベースバンド・パルスの高調波成分やスナップ・オフ効果の影響を少なくする，

(ii) ベース・バンド・パルスの印加が正負平衡して加わり，またスナップ・オフ効果の発生も

正負打ち消し合うようにした回路構成ならびにダイオード結線の変調回路を用いる，

等が考えられる。<sup>(35)(36)</sup>

(c) パルス幅変動

この影響については，従来あまり定量的に議論された例が少なかった。<sup>(23)</sup> これも不要波の発生と伝送という形で論じることができる。

図 2.10 に示すように，パルスの立上り，立下り時点が左右にずれる場合を考える。

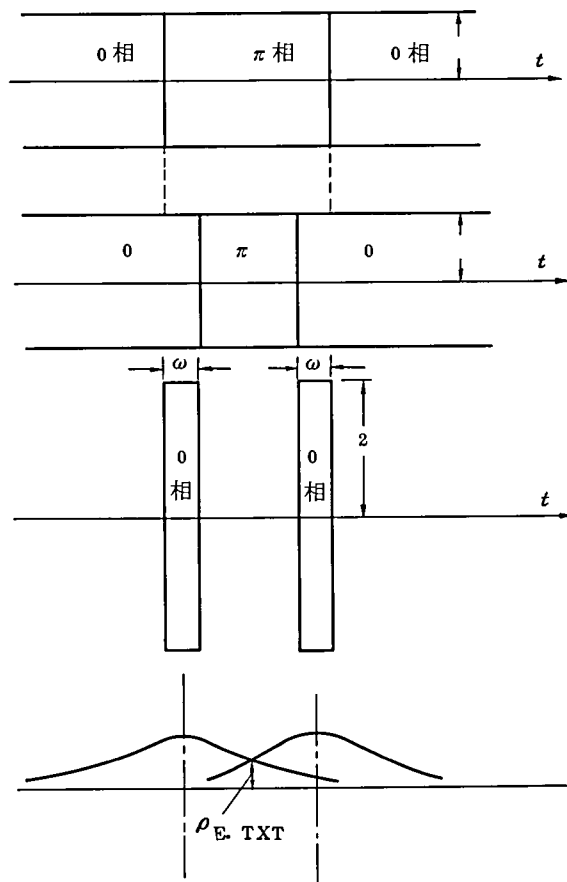


図 2.10 幅変動のために余分に生じる符号間干渉 ( $\rho_{E. \text{TXT}}$ )

今簡単のために直交成分の発生がない場合を考えると、1つのチャンネルだけ(式(2.3))における  $a_i$  または  $b_i$  に着目すればよい。パルス幅変動がある場合というのは、基準パルス伝送の他に、振幅が2倍で、基準位置からのずれ分をパルス幅とする不要波を伝送することと等価である。この不要波が、伝送系と等価なB.P.F.を通ると、基準伝送の場合の符号間干渉以外に余分の符号間干渉を受けることとなる。図2.11に不要波のパルス幅を変数として、ガウス形帯域制限を通過した場合の余分の符号間干渉量を示す。図では変換点のずれが片側だけの場合を示しているが、両側が内側にずれて、パルスが細くなった場合にはこの量の2倍の符号間干渉を余分に受けるので特に影響は大きい。例えば±3%の場合には、この余分の符号間干渉量は約3.4%となり、このためのC/N劣化は約0.8dBである。

このような幅変動の原因として、

- (i) トランジスタパルス増幅器のパターン効果等によるもの。
- (ii) 経路差切換原理を用いて位相変調波を得ようとする場合は、経路差に対応して生じる伝播時間差によるもの。

が考えられる。(i)はパルス速度が上がると、(ii)はIF周波数とパルス速度が接近すると問題に

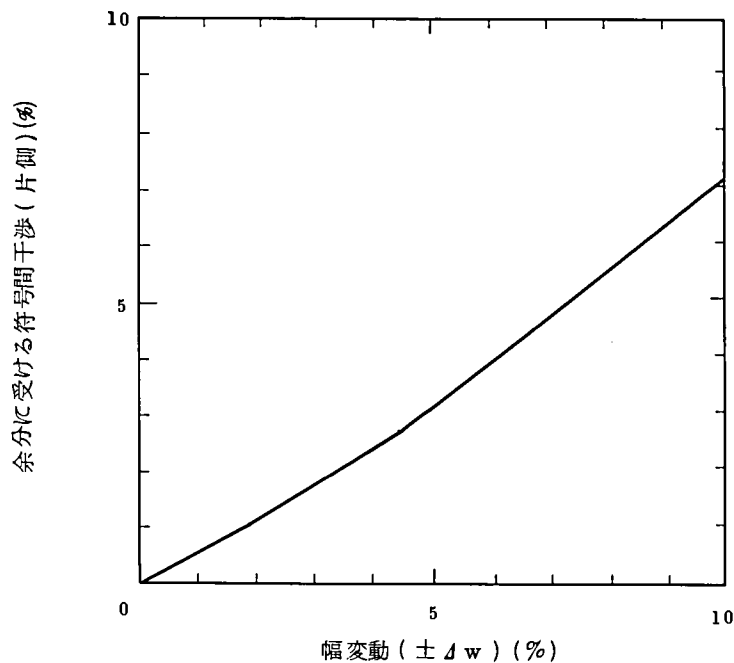


図 2.1.1 幅変動により生じる余分の符号間干渉

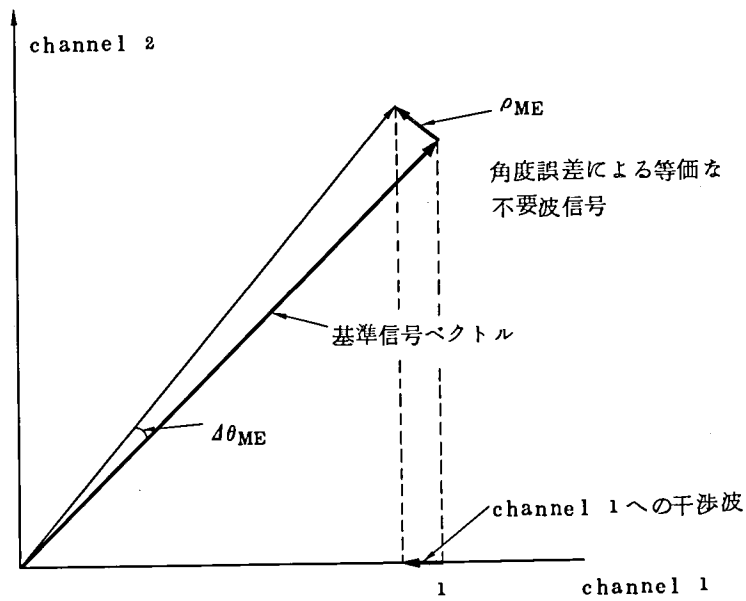
なる。(i)については、パルス増幅器の出力容量を小さい設計としておけば、それだけ軽減されるので低レベル変調、IF帯での増幅という構成がとればかなり解決される。その意味ではIFを下げる方が有利である。(iii)の問題については、次節でも示すように、高速領域において問題となるところであり、経路差切換原理によらない変調器の使用が望まれる。

#### (d) 角度誤差、振幅偏差

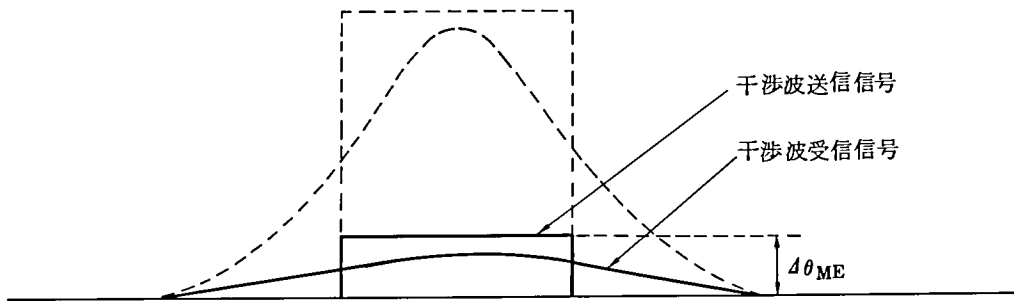
変調信号に角度誤差、振幅偏差がある場合には、これまでの劣化要因と同様、基準信号の伝送と、不要波の伝送というように処理してあつかうことができる。まず振幅偏差については、送信周波数変換器や、送信増幅器のAM-PM変換が問題となるぐらい大きな変動をもつものでない限り、4つの信号ベクトルのうち、振幅最小のベクトルをもって基準信号と見なせば、他の信号ベクトルは、かならずこれよりC/N（搬送波電力対雑音電力比）を大きくするものであり、誤り率特性を良くする方向に働らくから、このような基準信号のとりかたは妥当なものであるといえる。したがって、ここでは角度誤差がある場合の等価不要波信号について考える。この時の不要波信号ベクトルと基準信号ベクトルの関係の1例を図2.1.2に示す。

変調信号に角度誤差がある場合は、一方のチャンネル（例えば式(2.1)）から他方のチャンネルへ（式(2.2)）干渉波を発生・送出することと等価になる。すなわち、式(2.3)で第i番目の信号について、 $h(t - iT) = 1$ として、

$$u_{i0}(t) = a_i \cos \omega_0 t + b_i \sin \omega_0 t \quad (2.10)$$



(a) 角度誤差によって生じた等価な不要波信号



(b)

図 2.1 2 角度誤差がある場合の余分の干渉波

なる基準信号に対し，変調角度誤差  $\Delta \theta_{ME}$  が存在すると

$$\begin{aligned}
 u_i(t) &= a_i \cos(\omega_0 t + \Delta \theta_{ME}) + b_i \sin(\omega_0 t + \Delta \theta_{ME}) \\
 &= (a_i \cos \Delta \theta_{ME} + b_i \sin \Delta \theta_{ME}) \cos \omega_0 t + (b_i \cos \Delta \theta_{ME} - \\
 &\quad a_i \sin \Delta \theta_{ME}) \sin \omega_0 t
 \end{aligned}
 \tag{2.11}$$

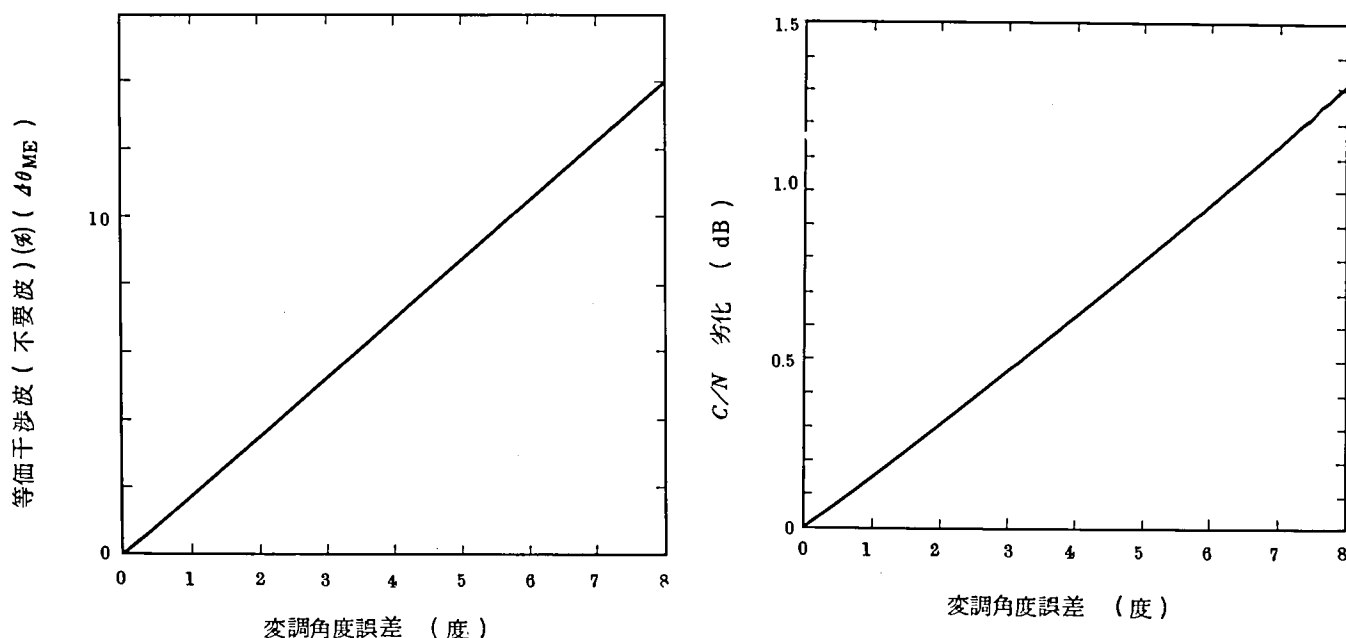
であり， $\cos \Delta \theta_{ME} \cong 1$  と考えられるから一方から他方のチャンネルへ，直交成分  $\sin \Delta$

$\theta_{ME} \cong \Delta\theta_{ME}$  の干渉波を与えたことと等価となる。この場合の干渉量の模様を図 2.12 (b) に示す。タイミング時点での等価干渉波の送信信号レベルと受信信号レベルの差は 2 次の微小量であるので、ほぼこの場合の干渉波レベルは  $\Delta\theta_{ME}$  と考えて差しつかえない。このように干渉波伝送という考え方をとることによって変調角度誤差による伝送特性の劣化把握は容易であり、また、C/N 劣化  $L_{ME}$  は同期検波の場合は、

$$L_{ME} = 20 \log (1 - \Delta\theta_{ME}) \quad (2.12)$$

で表わされる。

この模様を図 2.13 に示す。この図から変調器角度誤差による C/N 劣化を 0.25 dB にお



(a) 変調角度誤差による等価干渉波

(b) 変調角度誤差による C/N 劣化

図 2.13 変調角度誤差による等価干渉波の大きさと C/N 劣化 (4 相 PSK の場合)

さえるためには角度誤差  $\pm 1.5^\circ$  以内が必要である。

#### (e) 変調器過渡位相特性の影響<sup>(3)(32)</sup>

通常の位相変調器では、 $0 \rightarrow \pi$  あるいは  $\pi \rightarrow 0$  に位相が切り換わる時、図 2.14 (a) に示すように振幅・位相面で S 字状の軌跡を描き過渡的に直交成分を発生する。2.6 節でも詳述するように、これはおもに、スイッチングダイオードに並列容量が存在するためである。これは同図 (b)(c) に示すように、被変調信号の立上り、立下り部分で発生するものであり、 $t_r$  を小さくすればするほど影響が小さくなるので、 $t_r/T$  として相当大きな値を選ばない限り、それほど

問題にはならないと考えられる。

本論文ではこのS字特性について、その伝送特性に対する影響を詳しく述べるとともに、この影響を無くすることのできる線形回路による等化方法を新たに発見したが、これについては後に節をあらためて詳しく述べる。

さて、このS字状過渡位相特性なる変調波形歪の発生についても、これまでの議論と同様、〔(理想的基準波形) + (不要波)〕の形で伝送したのと等価に考えることができるから、不要波の大きさを定量的に把握することにより、伝送特性への影響を知ることができる。

この場合の不要波は、直交成分の発生であるから、直交チャンネルへの干渉波の形で影響を与える。図2.14(d)に示すように、帯域制限後の受信波におけるタイミング時点での干渉量を $\rho_T$ とすると、その大きさは変調波立上り時間( $t_r$ )ならびにS字状歪の大きさにより依存し、同図(e)のようになる。

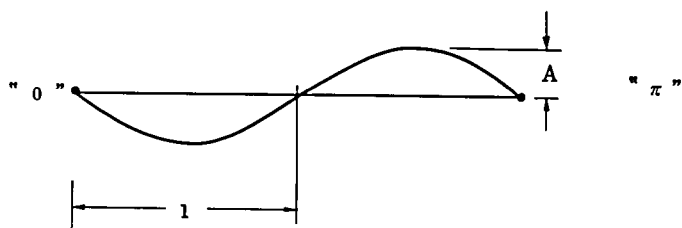
後に詳しく述べるように、本研究で試作した位相変調器では $A \cong 0.1$ 、 $t_r/T \cong 0.28$ のもので実現したが、この場合の直交干渉量 $\rho_T$ は約2%以下であり、これによるC/N劣化は0.2 dB以下とそれほど大きな量ではなかった。

以上、マイクロ波帯の高速4相位相変調回路を実現するにあたって、変調特性を評価し、設計資料を得るために、変調器からの不要波ならびに波形歪について、伝送特性への影響を定量的に評価した。高速領域で問題となる不要波発生のおもなものは(a)スペクトラムおり返し成分、(b)ベースバンドパルス高調波のろうえい、波形歪としては、(c)パルス幅変動、(d)変調角度誤差、(e)過渡位相特性、などがある。

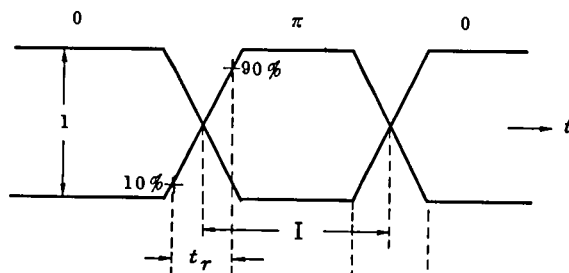
特に、波形歪要因(c)、(d)、(e)については、元来それぞれが異質な要因であり、統一的な評価が困難であったが、ここでは、(c)、(d)、(e)についても、歪を含んだ波形を基準波形 + 不要波(あるいは直交干渉波)と見なすことにより、不要波発生のおつかに帰着できることを示した。これによって、一見異質の(a)~(e)の劣化要因について、“(24) 不要波の発生と伝送”という統一的な見方が可能となり、高速領域における変調器設計が見通しの良いものとなった。

なお、以上の歪要因のほか、実際に4相位相変調回路を試作した場合、回路を構成するハイブリッド、パルスアンプや変調器間などでエコーを発生することが考えられる。特に400 MBというような高速変調においては、回路構成の工夫と十分な設計上の注意を払わないと、大きなエコーを発生する可能性がある。このようにエコーについてはハードウェアに大きく依存し普遍的には定量化できない。この点を含めて、次節ではおもにハードウェアの観点から変

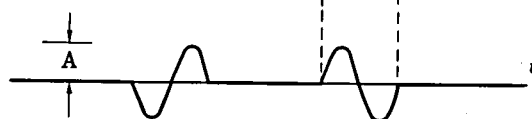
(a) S字過渡位相特性



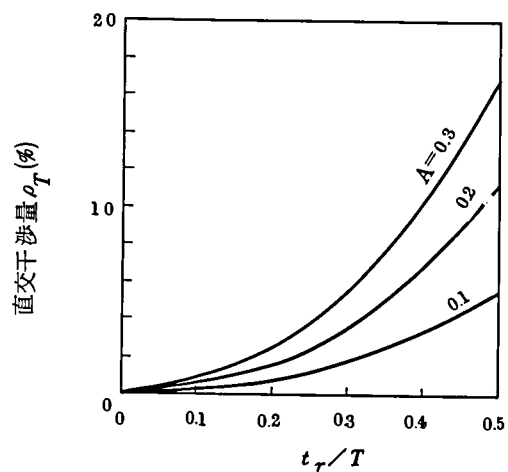
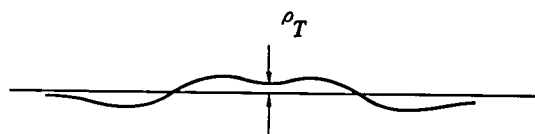
(b)  $0 - \pi$ 変調波包絡線波形例



(c) 直交チャンネルへの干渉波の発生



(d) 帯域制限後の干渉波



(e) 直交干渉量

(帯域制限:  $BT=1$  ガウスフィルタ)

図 2.1 4 過渡位相特性による直交チャンネルへの干渉波の発生  
(直交成分発生の影響)



調器設計の最適化について述べる。

### 2.3 高速位相変調器設計の基本方針

前節では，変調器出力波形に歪があった場合，伝送特性の面からその影響を調べたが，本節では，実際に変調器を設計・試作する場合に，高速変調において如何に歪の少ない変調波を得るかについて，おもにハードウェアの面から最適設計法の確立を行なう。

4 相位相変調回路として，本論文では，特に高速性を考慮して，図 2.2 (a) に示す並列形の変調器を選んだことについては先にも述べた。回路の基本的な構成を図 2.15 に示す。中間周波

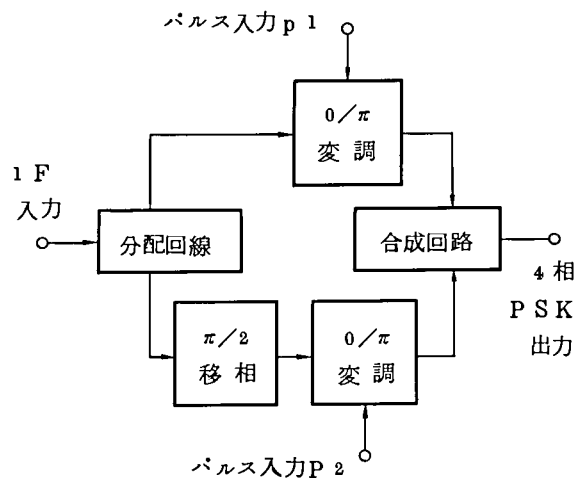


図 2.15 4 相位相変調回路の基本構成

信号であるマイクロ波は，分配回路によって二分せられ，一方は他方に対し  $\pi/2$  だけ位相をずらせた後  $0/\pi$  2 相位相変調器に印加される。ここでベースバンド信号により 2 相位相変調され合成回路により 4 相位相変調波が得られる。

特性の良い変調波を得るためには，2.2 節に述べた種々の歪要因ができるだけ小さい方が望ましい。

図 2.15 の回路において，変調波の特性に影響を与える要因のおもなものとして，

- (1)  $0/\pi$  変調器のダイオード・スイッチの速度
- (2) ベースバンド信号高調波のろうえい
- (3) 回路内に発生するエコー

- (4) 2つの径路相互間のまわりこみ
- (5)  $0/\pi$  変調器で発生するパルス幅変動，角度誤差
- (6) 2径路の信号を合成する際の角度誤差

などが考えられる。これら個々の要因の発生やその影響を軽減するため，ここでは以下に述べるような設計方針をたてた。

(a) 変調器の速度について

変調器の変調速度を規定するものとして，ダイオード・スイッチの速度がその基本となることは云うまでもない。この速度を支配する要因として，

- ① ダイオードの並列容量
- ② ダイオード内での小数キャリア蓄積
- ③ 変調器駆動用パルス増幅器の立上り立下り時間

などがおもなものと考えられる。これらは，能動素子の性能に依存する面が大きいので，実験的に要因をおさえることとした。このために，位相変調器の基本となるダイオード・スイッチ

(AM変調器) 試作から検討をはじめた。<sup>(12)(25)(37)</sup> AM変調器の試作・実験の詳細を附録 2. B に，ダイオードのスイッチング特性比較を表 2. 2 に示す。

表 2. 2 ダイオードのスイッチング特性比較

ダイオード	D5506B	GSB-3B	V337
立上り時間(n sec)	0.5	0.6	0.8
立下り時間(n sec)	0.5	0.6	0.6
挿入損失(dB)	1.0 (at -1.3V)	1.4 (at -0.97V)	2.7 (at -2.04V)
ON-OFF比(dB)	22 (at -1.3~0.55V)	24 (at -0.97~0.42V)	26 (at -2.04~0.26V)

入 力 : +10dBm

この結果からも明らかなようにダイオードとしてはショット・キーバリア・ダイオードが①の影響も小さく，附録 2. B に示したように打消すことも容易であり，また②の少数キャリア蓄積効果も少なく高速スイッチングに適切である。クロック周波数 400 MHz で動作するのに十分であることを確認した。また③については，トランジスタそのものの性能に依存するが，トランジスタのしゃ断周波数は，エミッタ電流の大きさによって変化するので，所望の切換電流を1個のトランジスタに負わせないで，複数個のトランジスタを用意し，そのひとつひとつ

にしゃ断周波数をもっとも高くなるような切換電流を負わせるという方法により，切換時間が早く，且つ所望の切換電流が得られるようにした。<sup>(13)</sup>

(b) エコーについて

従来のダイオードスイッチの基本形は図 2.1 6 に示すようなものであった。<sup>(10)</sup> 変調用ダイオ

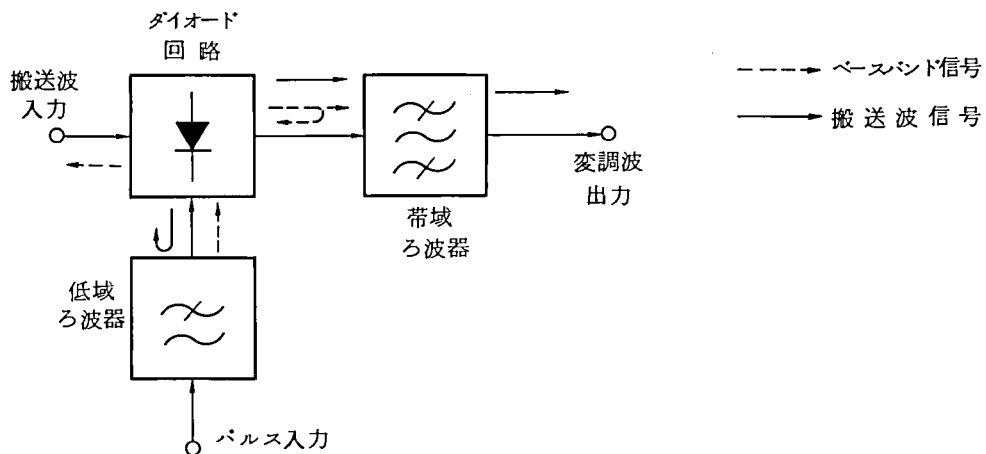


図 2.1 6 従来の基本変調回路

ード回路にはベースバンドパルス信号と被変調搬送波が印加され，ここで一種のmixingが行なわれる。その結果，ダイオード回路からは所望の被変調波のほか，ベースバンド信号や搬送波信号などの不要波が生じる。

数百メガボア以上という高速になると，これらの不要波は，帯域ろ波器や低域ろ波器とダイオード回路との間で多重反射を起こし，その減衰時間がパルス幅に対し，ある有限の値となつて，エコーあるいは波形歪の原因となりやすい。これをさけるため，これまで，各ろ波器とダイオード回路の距離を極力短かくするということで対処されてきた。しかし，それでもダイオードの実装法に制約があり，どうしても多重反射の影響を考慮すると，変調速度に限界があった。一方，もしこのような低域ろ波器，帯域ろ波器のかわりに，ダイオード回路から外側を見て，整合状態で分波する回路を置くならば，上述のベースバンド不要波，ならびにベースバンド回路側へ漏洩するマイクロ信号が多重反射をすることなく整合終端に消費されるので，エコーあるいは波形歪発生が軽減される（図 2.1 7）。また，このような整合分波回路をそなえた変調回路は，分波回路とダイオード回路との間の距離を自由に設定できるので IC 化にも有利であるということができよう。このような整合分波回路の 1 例を図 2.1 8 に示す。この分波回路は定抵抗回路であるのでダイオードから外側を見て，どのような周波数に対しても整合が取れている。また，復調回路においてもこのように低域ろ波器ではなく，整合分波回路でベースバン

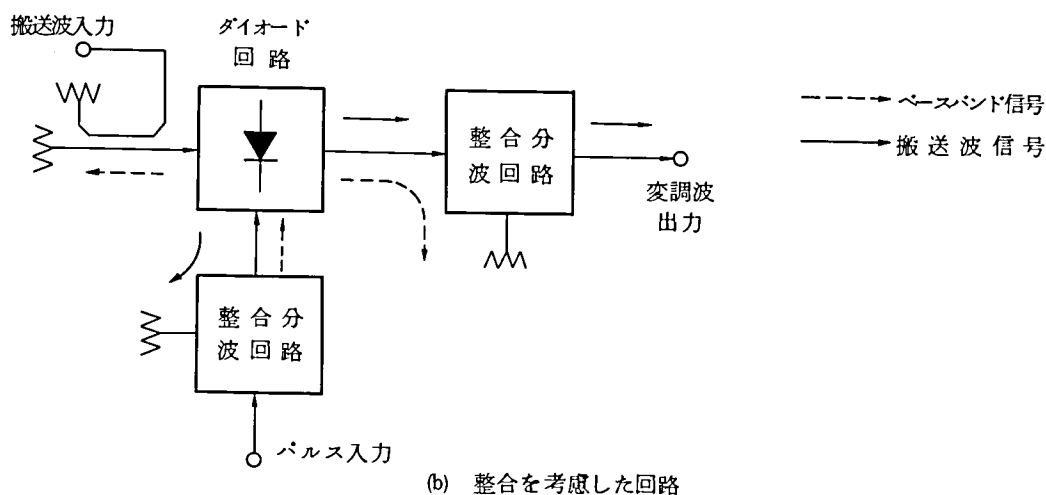


図 2.1 7 整合分波回路を配置した新しい高速変調回路

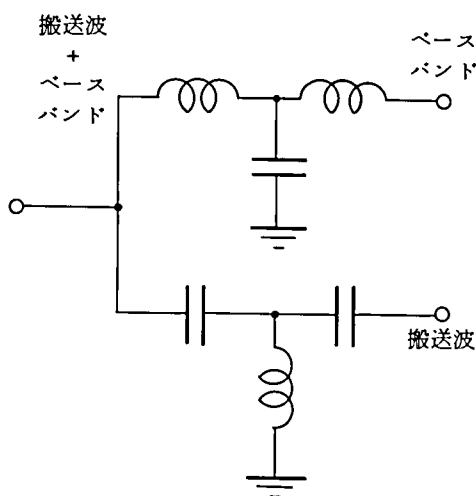


図 2.1 8 整合分波回路の例

ド信号をとりだすようにすれば、エコーや波形歪の少ない復調動作が得られるので、復調回路にも有用である。

図 2.1 5 にも示すように、4 相位相変復調回路では、搬送波信号を分割する分配回路が必要である。0 /  $\pi$  変調器や位相検波器からは搬送波信号だけでなく、ベースバンド信号も入力側（発振源側）に伝播するので、この分配回路が搬送波に対しては整合がとれていても、ベースバンド信号に対して不整合であると、これとダイオード回路との間に多重反射を起こして波形歪やエコーの原因となる。分配回路のおもな例を図 2.1 9 に示す。(b)ならびに(c)は入力端子から見

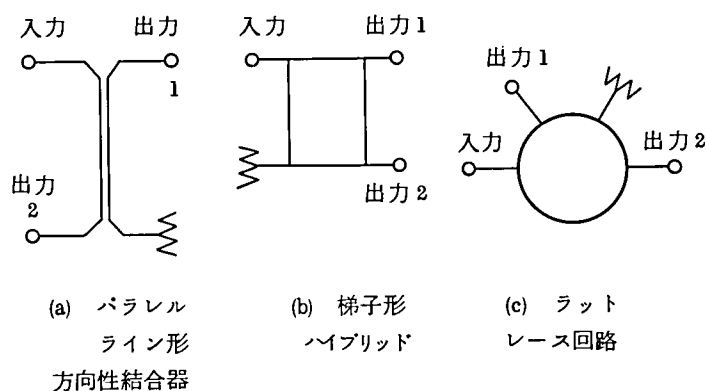


図 2.19 分配回路のいろいろ

て、ベースバンド信号に対し、整合していないが、(a)の方向性結合器は、DC～搬送波にわたって整合している。このように、(a)がエコー抑圧に対し非常に有望である。(b)あるいは(c)は、平面回路化するのに有利な利点もある。このような回路を用いる場合には、ダイオード回路と分配回路との間に整合分波回路を配置して接続することとした。

#### (c) まわり込みについて

次に図 2.15 に示した基本回路では、搬送波信号がふた手に分けられ、しかるのち合成されるが、第2チャンネルのダイオードスイッチの出力が合成回路を経て第1チャンネルのダイオードスイッチへまわり込んだり、ダイオードスイッチの反射波が入力側の分配回路を介して第2チャンネルにまわり込むと、エコー、波形歪、角度誤差の原因となる。このためには、出力側の合成回路であるハイブリッドは、特にアイソレーション特性が広帯域にわたって保証されていることが必要である。また、入力側分配回路についても同様のことが要求される。

#### (d) ベースバンド信号高調波ろうえいについて

マイクロ波帯の変調回路は、図 2.20 (a) に示すような径路差切換原理を用いた変調回路が一般によく用いられているが、この回路は、ベースバンド信号に対して平衡していないので、これの高調波が出力端子からでていき、不要波となる。一方、同図(b)のリング変調器では、平衡しているのでベースバンド信号の高調波ろうえいが少なく高速の変調を行なうには有利である。最近、マイクロ波帯(1.7 GHz)でも、良好な高速変調が可能であることが理論的、実験的に確かめられたので、<sup>(19)</sup> 1.7 GHz 帯では後に詳しく述べるように、変調のみならず復調回路にもこれを用いることとした。

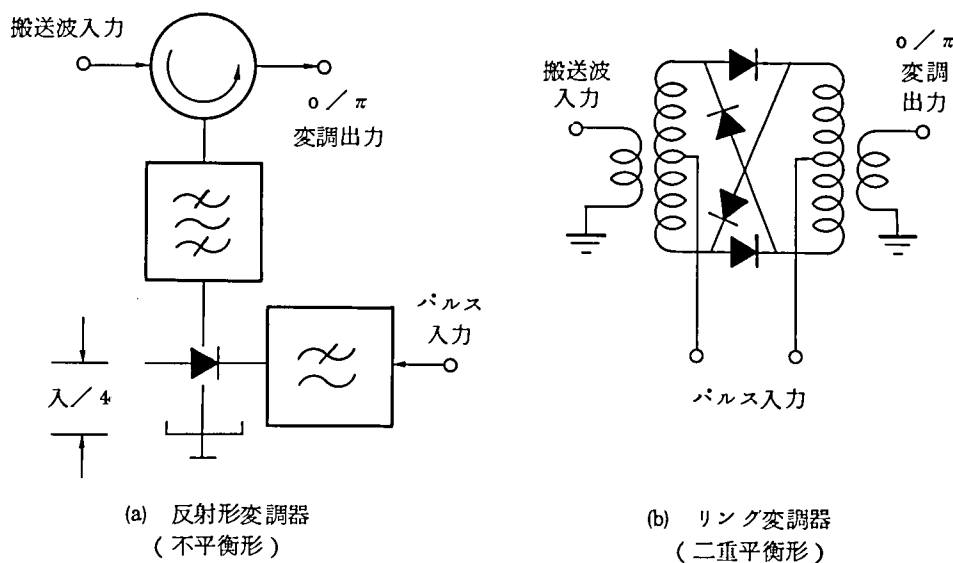


図 2.20 平衡形と不平衡形の変調回路例

#### (e) パルス幅変動について

次にパルス幅変動に関しては、搬送波周波数とパルス繰返し周波数の比が10程度異なる場合には、径路差切換の原理を用いても、それほど問題とならない(±2.5%)が、これが4程度であると±6%程度となるので、このような場合には原理的にパルス幅変動の生じない回路構成の変調器(例えばリング変調器に代表されるような平衡形変調器)の使用が望ましい。

以上、高速位相変調器について、おもにハードウェアの面から、変調波形劣化発生の主要な要因と、これに対処するための回路構成上の対策、設計上の基本方針について述べた。以下の節では、具体的な位相変調回路についてこの設計上の基本方針をいかに具体的にするかについてさらに詳細に論じる。

## 2.4 4 GHz 帯通過形4相位相変調回路

### 2.4.1 技術的な背景

ミリ波導波管伝送方式は、多量の情報を安定かつ経済性よく伝送することが要求されており、パルスの伝送速度を上げることと、多値化の2つの方向を推進しなければならない。

その1つの候補として400MB4相位相変調方式を用いた中継装置実現を目標におき、検討を開始した。

この中継装置はクロック周波数400MHz、情報伝送容量800Mb/s(電話換算約11500チャンネル)のもので、諸外国でも、その例を見ない飛躍的な性能をもつものである。本節ではこの中継装置の変調部に用いる400MB4相位相変調回路について、その問題

点，設計法，特性を述べることにする。

設計当時，400MB以上の高速PSK再生中継技術については，他に検討された例がなく，まったく新しい技術分野に属するものであった。そこで回路の主要部である変調器ならびに復調・識別器に重点をおき，高速で確実な動作を行なう回路の実現をはかった。このとき，種々の問題点には，以下に述べるような，いくつかの創意を加えて解決した。

すなわち，変復調方式では，種々の案や組合せが考えられたが，安定なタイミング波情報が得られる可能性のある $\pi/4$ シフト4相位相変調方式を採用し（4章で詳述する），400MBという高速でもこのような $\pi/4$ シフト方式の変調波が得られる新しい変調回路形式を案出した。さらに，変調部の設計にあたっては，高速でとくに問題となる波形ひずみ，角度誤差を小さくするために，2.3節にも述べたようにダイオード回路まわりに整合分波回路を配置した通過形経路切換え $0-\pi/2$ 相位相変調器を新しく提案するとともにこれを主体にした4相位相変調部の構成を考えた。方式全体からのひずみ配分を考えると，変調部については，変調波のひずみ，角度誤差，エコーを小さくすることや，パターン効果・ジッタの抑圧等を解決しなければならなかった。

検討をはじめるとあたり，マイクロ波帯において，400MBという高速パルス変調を歪が少なく高性能に行なう技術についてはこれまで検討例がなく，未知数であったので，変調すべき中間周波数としては，スペクトラムおり返しならびにベースバンド高調波ろうえいの影響が少ない比較的高い周波数である4GHzを選んだ。

本節では，まず変調回路について問題点の詳細およびその解決法について述べる。復調部については3章以降， $\pi/4$ シフト方式の詳細については4章に論じている。

#### 2.4.2 4 相位相変調器の設計条件と問題点

ここで述べる実験用ミリ波中継装置は，符号速度  $f_r = 403.04$  MBをもち，試案の階段変調 $\pi/4$ シフト4相位相変調方式を採用している。すなわち，変調部の構成としては，図2.2.1に示すように通常の $\pi/2$ シフト方式の4相位相変調器の出力端に $\pi/4$ シフトを付加したものであり，このとき，中間周波局発周波数は4GHz 丁度ではなく  $(4 \pm \frac{1}{8} f_r)$  GHzを用いる。元来， $\pi/4$ シフト方式は擬似8相位相変調方式であり，数百MBという高速では，歪の少ない変調波の発生は困難と考えられていたが，本回路構成によれば400MBという高速であっても $\pi/4$ シフト方式の変調波が容易に得られるという特長がある。なお，階段変調 $\pi/4$ シフト方式の詳細については，4章で論じることとし，ここでは，おもに，4相位相変



調回路について論じる。

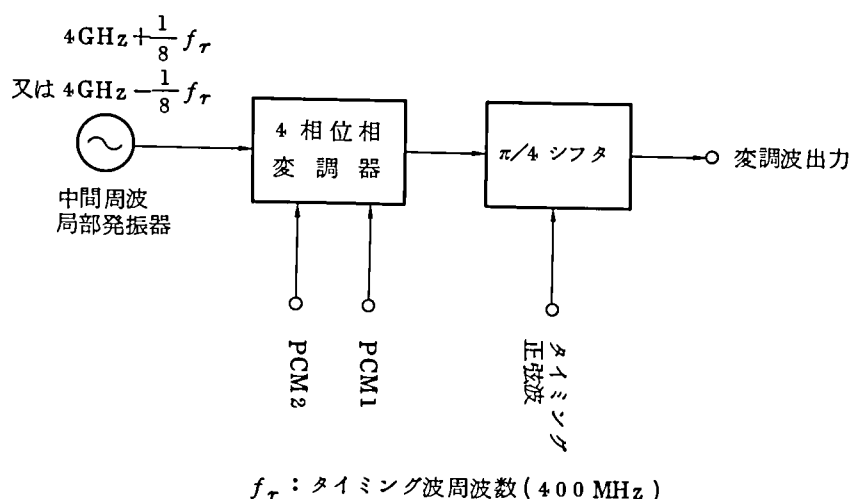


図 2.2 1 階段変調  $\pi/4$  シフト 4 相位相変調回路の構成

第 5 章で詳細に述べるように、本中継装置においては、システム全体の歪配分から、変調部に対しては、以下に示すような仕様条件を定めた。すなわち、

- (1) パルス符号速度 403.04 MB で動作すること。
  - (1-a) 変調波立上り、立下り時間；700 PS 以下
  - (1-b) 変調出力回路および、 $\pi/4$  シフタの周波数帯域幅；1 GHz 以上
- (2) 変調出力波の波形歪が小さいこと。
  - (2-a) 変調出力波 エコー；-30 dB 以下
  - (2-b) 変調出力波 ジッタ； $\pm 4\%$  以下
  - (2-c) 変調位相角度誤差； $1.5^\circ$  以下
  - (2-d) 変調振幅偏差； $\pm 0.4$  dB 以下
 

(内、 $\pi/4$  シフタ振幅偏差； $\pm 0.2$  dB 以下)
- (3) 変調出力は入力メッセージパターン (0, 0) 連送時に +8 dB m 以上あること。
  - (3-a) 変調回路損失；9 dB 以下
 

(内、 $\pi/4$  シフタ回路損失；1.5 dB 以下)
- (4)  $\pi/4$  シフタは  $0 \sim 50^\circ$  の位相変化が得られること。

以上の要求条件とこれに対処する方法について表 2.3 に示す。また、同表には、2.2 節で述べた評価にしたがい、受信波のタイミング時点での不要波干渉量ならびに C/N 劣化について示した。

表 2.3 変調部に対する仕様条件

項 目	設 計 目 標	干 渉 量	C/N劣化	実 現 の 方 法	測 定 結 果	*** 干渉量	*** C/N劣化
パルス符号速度	403.04MB			ショットキバリアダイオードによる高速ダイオードスイッチを使用(経路切換え形回路を採用) 変調器ドライブ増幅器として電流切換回路2回路を並列接続	403.04MB		
変調波立上り立下り時間	700ps以下				700ps以下		
変調出力波エコー	-30dB以下	32%	0.3dB	ベースバンドパルスと変調出力パルスの分離に分波回路を使用	-34dB以下	2%	0.2dB
変調出力波ジッタ(幅変動)	±4%以下	**4.8%	0.4dB	変調器ドライブ増幅器にジッタ補償回路を使用 <sup>(54)</sup>	±150ps(±6%)以下	**8%	0.7dB
変調位相角度誤差	±1.5°以下	2.6%	0.2dB	2相変調器 通過形経路切替え回路を用いることにより、直交成分の発生量を小とし、温度特定をよくする。 4相変調器 小形、低損失(0.3dB以下)低VSWR(1.3以下)の振幅および位相微調回路の開発が必要である。	±1°以下	1.7%	0.1dB
変調振幅偏差	±0.4dB以下 (うちπ/4シフト偏差分 ±0.2dB以下)	振幅最小値を基準ととるので劣化量計上しない			±0.14dB以下	—	
直交成分発生	A=0.15以下	2.1%	0.2dB		0.12以下	2%	0.2dB
変調出力レベル	+8dBm以上			2相変調器 ダイオードの容量と経路長との関係から、最良点を見出す。  シャ断周波数と容量の変化の大きさの2点に着目してバラクダイオードを用いる。	+8.7dBm		
変調部全損失	9dB以下				7.5dB		
π/4シフト位相変化範囲	0~50°以上				45°以上 (バイアス+0.5~-1V)		
合 計			1.1dB	1.2dB			

\* スペクトラムおりかえし、ベースバンドパルス高調波成分ろうえいは、 $f_0 = 4\text{GHz}$ が $f_c$ に対し10倍以上離れているので、その影響はほとんど無視し得る。

\*\* 実際に発生しているわけではなく等価的な量(2.2節(e))

\*\*\* 右欄の干渉量、C/N劣化はこれらの量を実際に測定したものではなく、測定結果の諸量を2.2節で論じた方法により評価したもの。

なお、仕様条件(1)，(2)に関しては，単位回路である2相位相変調器の高速・高性能設計が必要である。

### 2.4.3 2相位相変調器の構成と動作特性

#### (a) 回路構成

マイクロ波帯の2相位相変調器としては，従来反射形変調器がその代表例として考えられている。

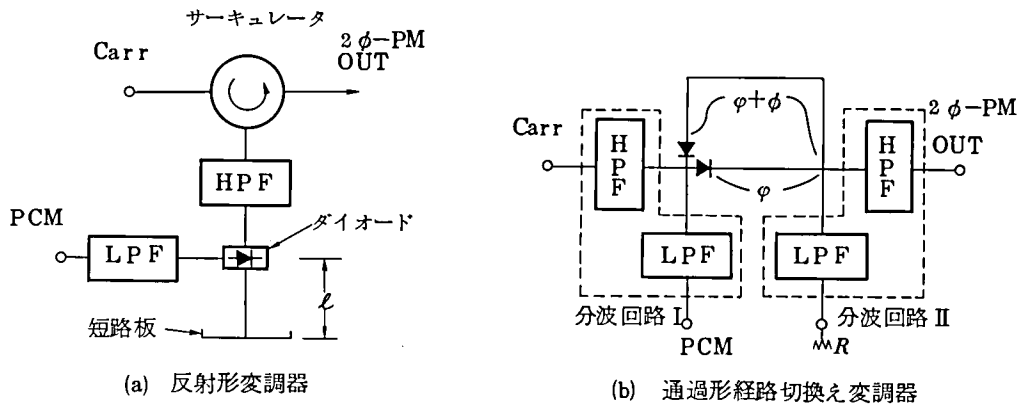


図 2.2.2 2相位相変調器の種類

反射形変調器は図2.2.2(a)に示すようにサーキュレータとダイオードスイッチおよび短絡板とによって構成され，ダイオードスイッチと短絡板との距離を適当に選ぶことにより位相変調を行なうものである。たとえば図の $l$ を $\lambda/4$ とすれば $0-\pi$ 変調が， $\lambda/8$ とすれば $0-\pi/2$ 変調が行なえる。

この形の変調器を400MB以上の超高速で用いるとすると次のような問題点がある。

- (1) 立上り立下りの早い変調波を得ようとするとき非常に広帯域なサーキュレータ（例えば400MB変調では1GHz以上）が必要である。また，逆方向損失（アイソレーション）は無限大ではないのでこの影響により角度誤差を受けやすい。
- (2) ダイオードを1個しか用いないためダイオードが逆にバイアスされた状態ではダイオードの接合容量が直接影響して変調位相が回転する。このため入力ベースバンドパルスはとくに負方向の波形に対しレベルの安定性が必要であり，リップルや振幅変化などを小さくする必要がある。
- (3) ダイオードと短絡板との間で搬送波に対する反射係数の違いがあるため振幅偏差を受けやすい。
- (4) サークュレータおよび可動短絡板を用いているためIC化には困難が予想される。

以上のような問題点を考慮すると，反射形変調器は400MB程度の高速変調において変調

位相角度誤差，振幅偏差が小さく，波形ひずみの少ない変調波を得るには望ましくないと判断し，新しく図 2.2 2(b)に示すような通過形経路切換え変調器を考案した。

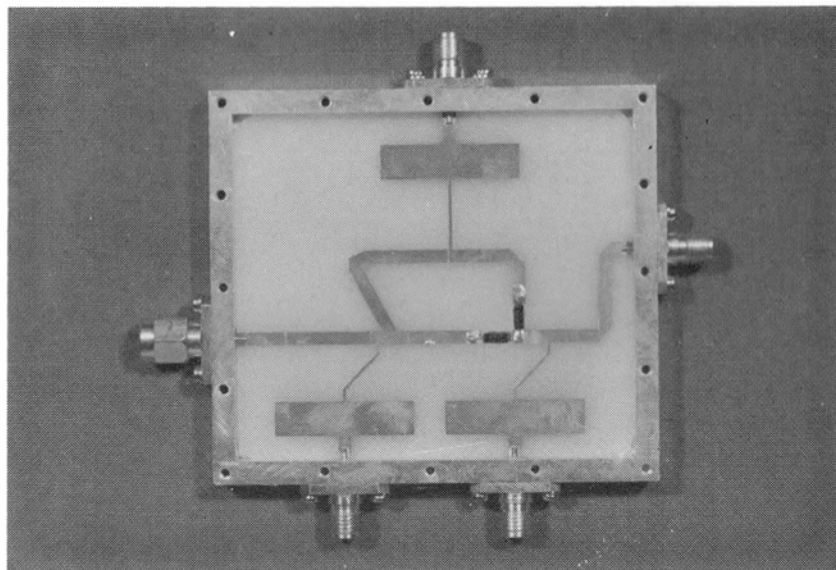
通過形経路切換え変調器とは，経路差  $\pi (= \lambda/2)$  なる 2 つの経路をダイオードスイッチにより切換えて搬送波の位相を 0 相または  $\pi$  相に変調する形式の変調器である。このとき，一方の経路長  $\varphi$  を  $\varphi = \lambda/2 \times n$  ( $n:0$  または正の整数) に選ぶことにより，原理的にはそう入損失をもっとも小さくすることができる。なぜならダイオードスイッチの動作により切離された分岐線路は片端が開放であるとみなせるので，分岐点から見込んだインピーダンスは経路長が  $\lambda/2$  あるいはその整数倍のときに無限大となり，分岐線路からの影響を受けなくなるためである。経路長  $\varphi$  を大きくすると後述するようにスイッチング速度に影響を与えるので， $n=0$  の場合がもっとも望ましい。しかし，現実には実現しにくいので，ここでは  $\varphi = \lambda/2$  の近傍の値に選んでいる。

この形の変調器はつぎのような特徴を有している。

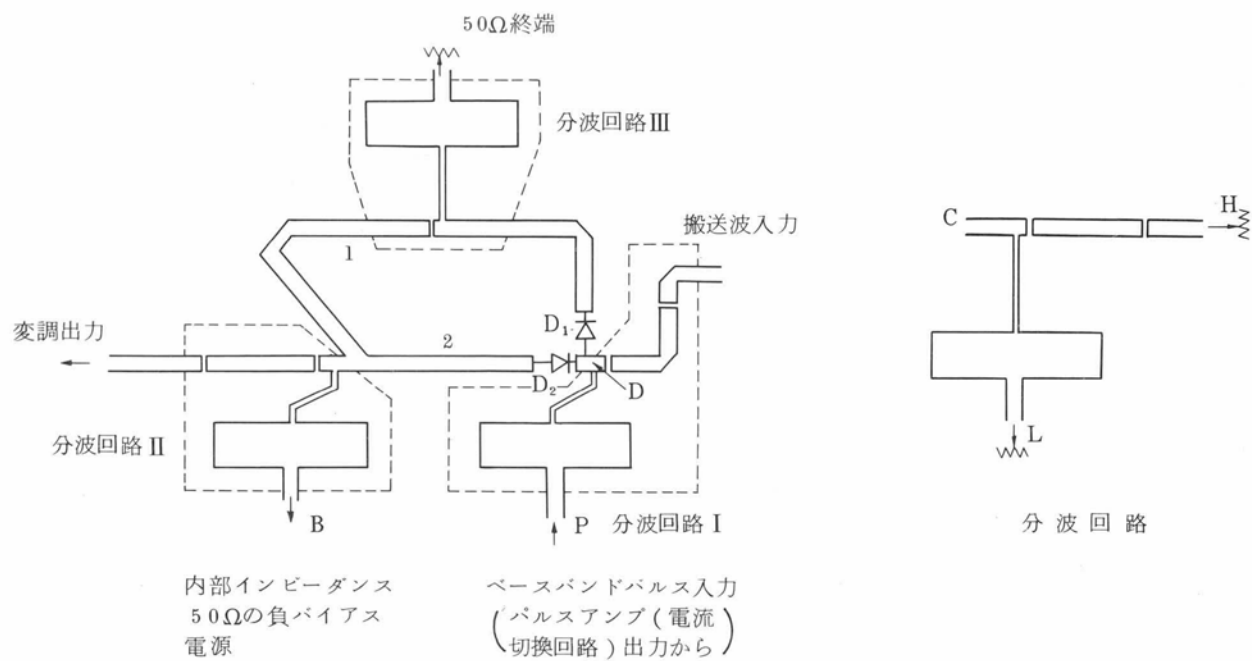
- (1) 2 個のダイオードのうち，つねにどちらか一方のダイオードが導通状態で使用されるので，マイクロ波に対するダイオード・インピーダンスは入力ベースバンドパルスの多少の変化に対しても変化をうけない。すなわち，変調出力波の位相および振幅はベースバンドパルスのリップルや振幅変化等によって影響を受けにくく，これらの原因による位相角度誤差，振幅偏差等を小さくすることができる。
- (2) 2 個のダイオードのバランスがよければ経路差による振幅偏差は小である。
- (3) ダイオードスイッチは主として抵抗分の変化により切換わるので直交成分の発生量はきわめて小さい。
- (4) ダイオードのいずれか一方がつねに導通状態で使用されるため温度特性が良好であり，かつ入力 VSWR が小さく原理的にサーキュレータは不要である。このため，平面化しやすく IC 化が容易である。
- (5) ダイオードが経路に直列にそう入される形となり，ダイオードの両端に加わるマイクロ波電圧は分圧されて小さくなるので，比較的大レベルのマイクロ波に対してもダイオードの負担は小さく，信頼性の向上が期待できる。

上述した特徴から本変調部においては，波形ひずみが小さいことを第一の理由とし，かつ位相角度誤差および振幅偏差が小であることを狙いとして，経路切換え形変調器を用いることにした。

図 2.2 3 に設計・試作した経路切換え形変調器の回路パターンを示す。同図において入力端

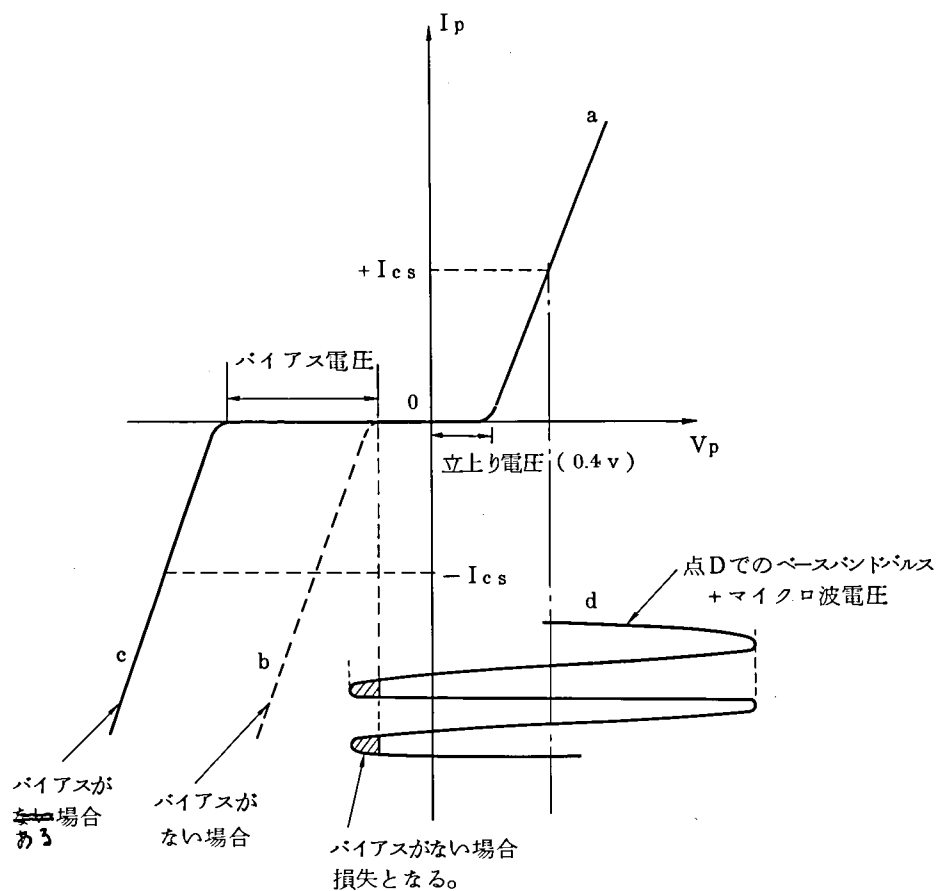


(a) 4 GHz 通過形経路差切換変調器



(b) 変調器の構成

図 2.23 4 GHz 400 MB 通過形経路差切換 2 相位相変調器



(c) バイアス印加と変調損失の関係

( 図 2. 2 3 続き )

子より供給された搬送波は、ベースバンドパルスに従って動作するダイオードスイッチ  $D_1$ ,  $D_2$  により経路 1 あるいは経路 2 のいずれかを通して出力端子より取出される。経路 1 は経路 2 より  $\lambda/2$  だけ長いので経路 1 を通過した搬送波は経路 2 を通過した搬送波より位相が  $\pi$  だけ遅れることになり、 $0 - \pi$  位相変調器が構成できる。

スイッチング用ダイオードとしては高速パルス動作に適した  $S_i$  ショットキバリアダイオー

ド ( D 5 5 0 4 : シルバニア社製 ) を用いている。このダイオードは表 2. 2 の D 5 5 0 6 B と同種のものでありスイッチング速度は 5 0 0 psec 以下と速い。しかし立上り点電圧が、約 0. 4 V と低いため、高入力レベル時には変調損失が大となるので、一方のダイオードに負バイアスをかけおのおのダイオードの導通部分を電氣的に分離することにより、そう入損失を小さくするように考慮している。

この点について、図 2. 2 3 (c) を用いてもう少し詳しく説明する。同図 (b) に示したように、端子 B に、内部インピーダンスが回路と整合状態 ( 5 0  $\Omega$  ) となる電源を接続し負バイアスをかける。このようにすると、端子 P から見た回路の電流 (  $I_P$  ) 電圧 (  $V_P$  ) 特性は曲線 a - c となる。端子 P には、パルスアンプ ( 電流切換回路、 +  $I_{cs}$  と -  $I_{cs}$  の電流をパルス信号により切換える ) が接続されており、電流 +  $I_{cs}$  が流れている状態では D 点には図 (c) の d に示すようにパルス電圧とマイクロ波電圧の重畳したものが印加される。もし、バイアスが印加されていないと、P 点 (あるいは D 点) での電圧電流特性は曲線 a - b のようになるので、マイクロ波が負の方向にふりこまれた時、導通する状態がおこり、この部分が変調損失となる ( 図 (c) の斜線をほどこした部分 )。このような損失を被らないために、端子 B に負バイアスをかけ、ダイオード回路の導通状態を電圧軸に関し分離するようにする。

図 2. 2 3 (b) に示すように、本回路ではダイオード回路のまわりに、三つの分波回路をもっている。同図の右側に示したように、それぞれ共通の端子 C と、4 GHz 帯搬送波信号を分波し出力する端子 H、ならびにベースバンド信号を分波し出力する端子 L をもっており、H 端子、C 端子は整合状態で用いる。したがって、ダイオード  $D_1$ 、 $D_2$  の両端で反射する 4 GHz 帯信号ならびにベースバンド信号は、2. 3 節 (b) 項で論じたように、すべて入力端子、出力端子、バイアス端子、5 0  $\Omega$  終端で吸収されるようになっており、<sup>(22)(25)</sup> このため変調器内部で発生するエコー ( 短い経路間を往復する場合は波形歪、直交成分発生の原因ともなる ) を極力小さくおさえることを可能とした。

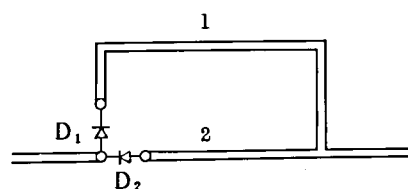
変調損失は前述したように、原理的には経路 2 の長さ  $\phi$  が  $\lambda/2$  の場合に最小となる。しかし現実にはダイオードが接合容量等の並列容量をもつので、その影響を考慮する必要が生じた。この点については以下に詳細に論じる。

#### (b) 通過形変調器の最適設計

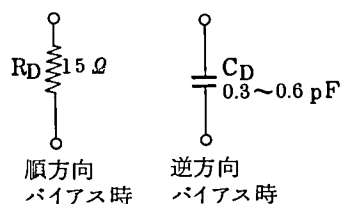
通過形経路差切換変調器に用いるダイオードが逆バイアスされたとき無限大のインピーダンスを持てばマイクロ波通過損失は零となるが、実際には逆バイアス時のダイオードは容量を持っているので損失を零とすることはできない。また、図 2. 2 2 (b) における  $\phi$  は、 $\lambda/2$  でもっと

も損失が小さくならず，最適の長さが存在することとなる。従来，この点に対する最適設計法については明らかにされていなかった。

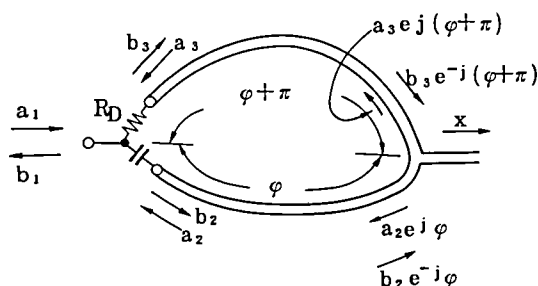
図 2.2.4 に計算のモデルを図示した。同図(b)はダイオードをスイッチング素子として用いる



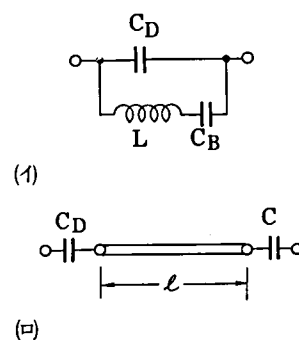
(a) 通過形経路差切換変調器



(b) ビームリードショットチバリアダイオードの等価回路



(c) 挿入損失計算のモデル



(d)  $C_D$  を打消す方法

図 2.2.4 通過形経路差切換変調器変調損失計算のモデル

場合の簡略化した等価回路である。逆バイアス時に容量  $C_D$  が線路と直列に挿入されることとなるが，これを打消すために直流バイアス（あるいはベースバンドパルス）を短絡することなく並列にインダクタンス  $L$  を挿入することは今のところ困難である（同図(d)(i)）。但し同図(d)(ii)に示すように適当な線路長  $l$  を隔てて，直列容量  $C$  を挿入する（逆バイアス時においてのみ挿入することとなるからダイオードを追加することとせらう）方法がある。これについては附録 2・C の高速化の提案で言及することとする。

さて，図 2.2.4 (a)において，ダイオード  $D_1$  が順方向， $D_2$  が逆方向にバイアスされた場合の，この回路のマイクロ波通過損失を計算する。この場合，等価回路は同図(b)のダイオード等価回路を用いて図(c)のようにあらわすことができる。

同図(c)において，左の Y-junction に対して成立つ式は



$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_3 - 2k_3 & k_2 \\ -2k_3 & k_1 - 2k_3 \\ k_2 - 2k_3 & k_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

但し,

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= \frac{5\Gamma - 1}{3 + \Gamma} \\ k_2 &= 2 \frac{1 + \Gamma}{3 + \Gamma} \\ k_3 &= -\frac{1 - \Gamma}{3 + \Gamma} \\ \Gamma &= \frac{Z_D}{2Z_0 + Z_D}, \quad Z_D = \frac{1}{j\omega C_D} \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

この場合、 $C_D$  の影響の目安を得るため、解析を簡単にする意味から  $R_D = 0$  としている。

次に出力側の Y-junctionでは

$$\begin{pmatrix} x \\ a_2 e^{j\varphi} \\ a_3 e^{j(\varphi + \pi)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ b_2 e^{-j\varphi} \\ b_3 e^{-j(\varphi + \pi)} \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

式 (2.13) ならびに式 (2.15) の 6 元の連立方程式を解けば  $x$  の値が求まる。この解は

$$x = \frac{2e^{-j\theta}}{3(3 + \Gamma)} [(-4\Gamma) + (7\Gamma - 3)a_2 + 3(1 - \Gamma)a_3]$$

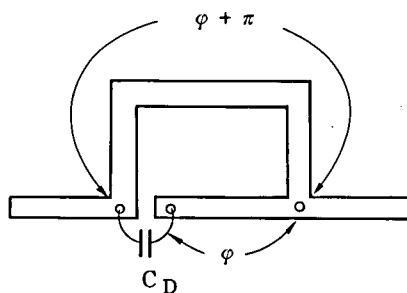
但し,

$$a_2 = \frac{-2}{3\phi^2 + 1} \quad (2.16)$$

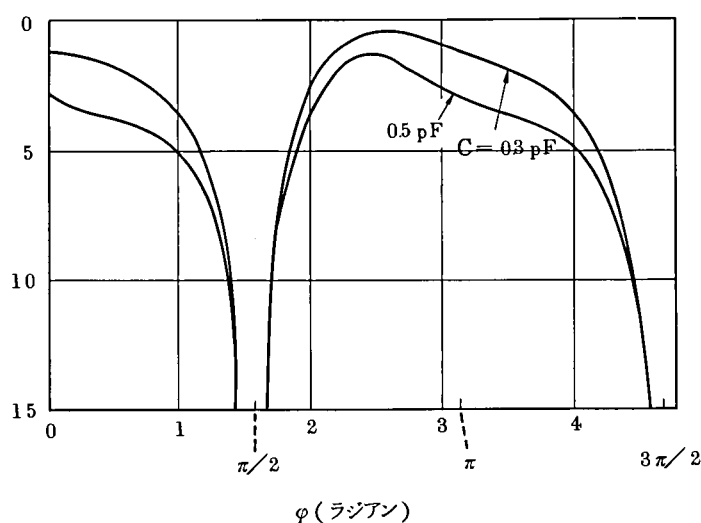
$$a_3 = \frac{2}{3} \cdot \frac{\left(\frac{-8}{3\phi^2 + 1} - 1\right)\Gamma + 3}{(1 - \phi^2)\Gamma - (1 + 3\phi^2)}$$

$$\phi = e^{j\varphi}$$

図 2.25 に  $C_D$  として 0.3 pF ならびに 0.5 pF の場合の  $20 \log |x|$  すなわちこの変調器の挿入損失計算値を示した。この図から、挿入損失の最小点は、0 あるいは  $\pi$  の位置よりも少し



(a) 通過形0/π位相変調器等価回路



(b) 通過形0/π位相変調器通過損失計算値

図2.25 通過形0/π-2相位相変調器におけるダイオード並列容量の変調損失に与える影響

短いところにあることが分る。

カットアンドトライによる実験値では  $0.8 \times \pi$  の長さで損失最小となっており、D 5 5 0 4 の容量約 0.3 PF を考慮すると図の曲線とよく一致していることがわかる。

#### (c) 通過形経路差切換変調器立上り時間の解析

この回路を変調速度の点から考えると、回路長の影響により変調波の立上り時間が制限されるおそれがある。すなわち、非導通側の線路はほぼ  $\lambda/2$  あるいは  $\lambda$  の長さを有するため、経路が切換わった際に各枝路には蓄積されたマイクロ波のエネルギーが残り、この放出に時間を要することに原因する。ダイオードが理想的に短絡・開放となる場合に、0 相から  $\pi$  相および  $\pi$  相から 0 相へ位相が方形波状に切換わった際の変調波形について理論的に検討した。<sup>(27)</sup> その結果を図 2.26 に示す。同図では搬送波 4 GHz に対する計算例である。

同図より、0 相から  $\pi$  相へ変化した場合の立上り時間は約 400 ps、 $\pi$  相から 0 相の場合には約 500 ps であることがわかる。したがって立上り時間 700 ps を目標とする 400 MB 変調では、この点はとくに問題とはならず、本変調器が十分高速性を有する可能性がある

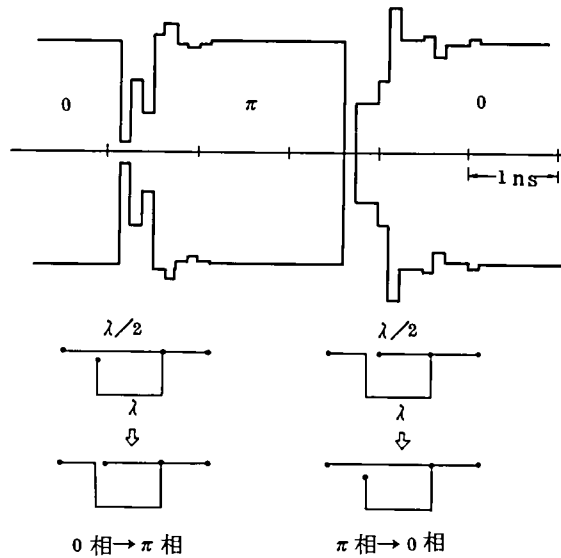


図 2. 2 6 経路切換え形変調器の立上り時間

ことがわかった。

#### (d) 実験結果

以上述べた設計思想の上になつて、具体的に図 2. 2 3 に示すパターンをもつ、トリプレート形位相変調器を試作した。搬送波入力レベルを  $+13 \text{ dBm}$ 、直流バイアスを  $-1.5 \text{ V}$  とした場合の静特性および変調波形特性を図 2. 2 7、2. 2 8 に示す。

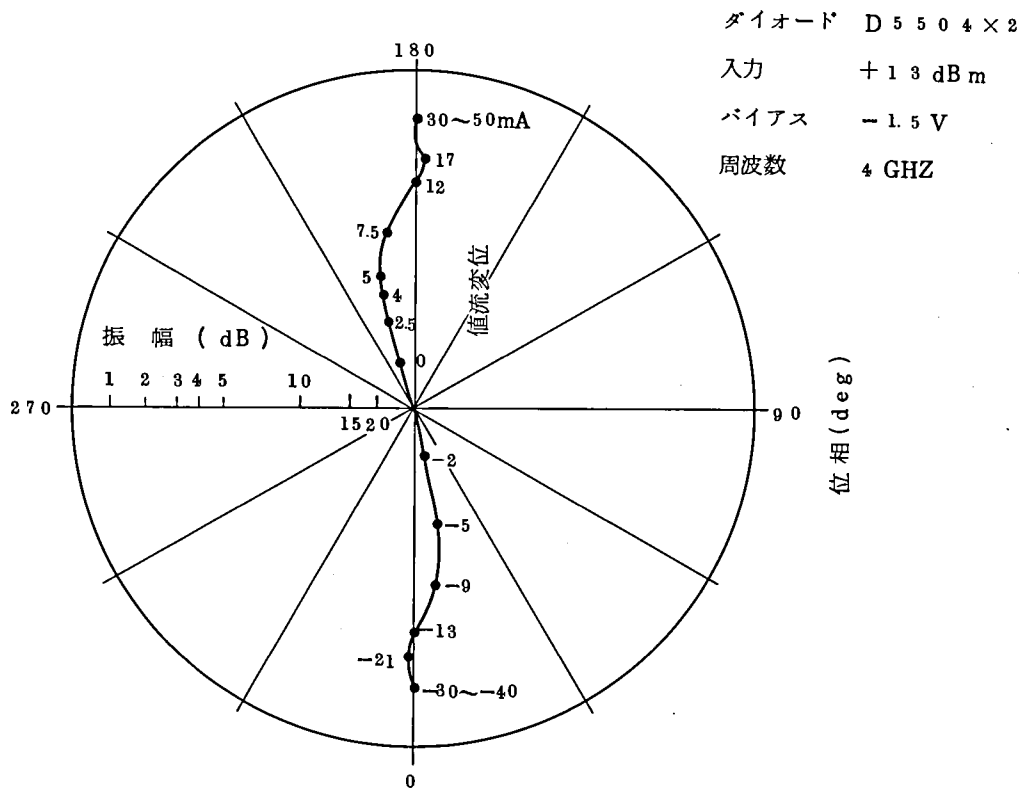


図 2. 2 7 2 相位相変調器静特性

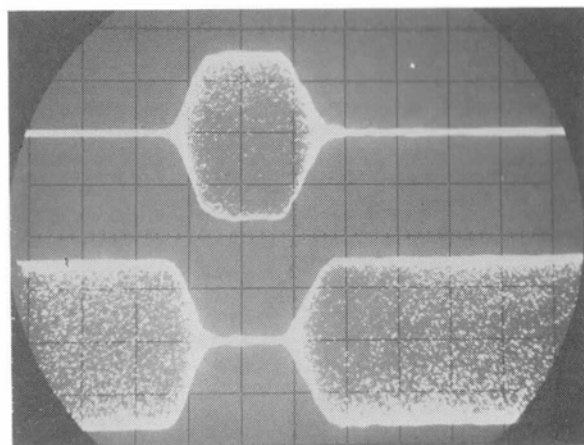
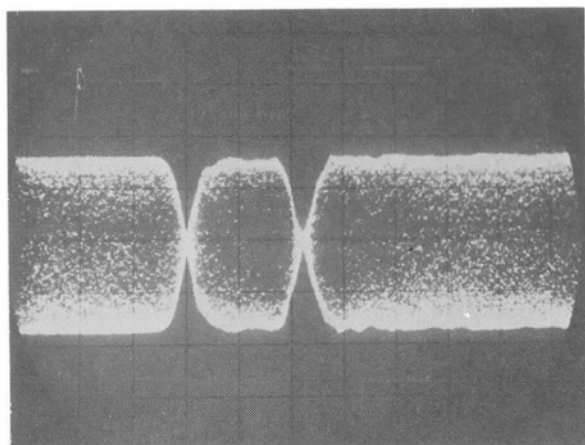


図 2.28 2 相位相変調器出力波形  $1\text{ ns/div}$   
(左：包絡線波形 右：同期包絡線波形)

図 2.27 から明らかなように、 $\pm 30\text{ mA}$  以上の直流偏位においては変調損失、変調位相ともに一定となり直流入力の変動による出力変動はない。このことから  $\pm 30\text{ mA}$  以上の入力パルスを用いることによって、変調損失  $1.4\text{ dB}$  で変調角度誤差のほとんど生じない  $0 - \pi$  変調波が得られることがわかる。また同図から明らかなように、 $0$  相から  $\pi$  相への過渡部分がほぼグラフの縦軸に沿って変化していることから、この変調器の直交成分の発生量はきわめて小さいものであるといえることができる。

図 2.28 は孤立パルスの包絡線波形であり、この波形からも明らかなように波形ひずみあるいはエコーの発生量はきわめて小さく、エコーは  $30\text{ dB}$  を下まわっている。パルス立上り時間は  $600\text{ ps}$  以下であって所期の目標を達成している。

また、温度特性については  $0$  相、ならびに  $\pi$  相ともにダイオードが順方向 (registive) の状態であるので温度特性が良好であるものと期待されたが  $0 \sim 40^\circ\text{C}$  の温度範囲において変調角度誤差あるいは振幅偏差の増大はほとんどみとめられなかった。

図 2.29 には、変調器駆動のために、設計したパルス増幅器の回路構成を示す。2.3 節(a)で述べたように、必要な切換電流量を 2 組の電流切換回路に分担し、それぞれのトランジスタが最も  $f_T$  の高い領域で動作するようにして、切換時間の早い動作を得ている。図 2.30 は本切換回路の出力波形で  $60\text{ mA}$  の電流が  $0.7\text{ nsec}$  で切換えられている。

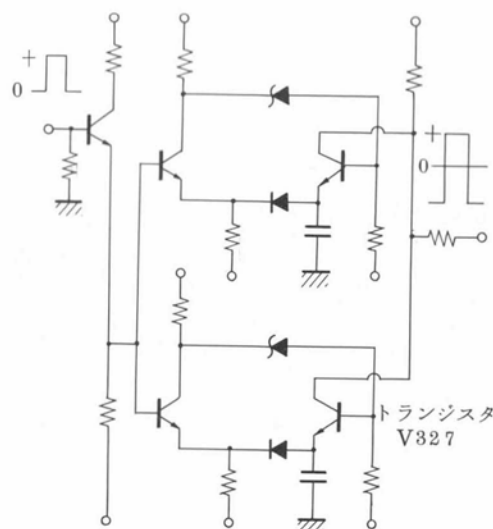
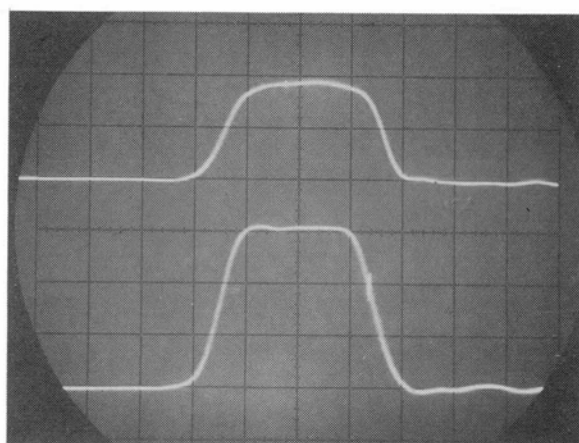


図 2.29 変調器駆動用パルス整形回路



上：入力波形 横軸：1ns/div  
下：出力波形(50Ω負荷) 縦軸：1V/div

図 2.30 パルス波形整形回路入出力波形

#### 2.4.4 4 相位相変調器の構成と動作特性

前にも述べた理由から試作中継装置の 4 相位相変調器には並列形を採用した。

図 2.31 に試作した変調器のブロック図を示す。4 GHz 帯局発 (IFLO) で発振された周波数 4050 MHz の搬送波はハイブリッド (HYB1) で 2 分され、おののおの  $0 - \pi/2$  相変調器 (MOD1, 2) に入る。ここで TL-1, 2 から印加された PCM パルスにより 2 相変調され、ハイブリッド (HYB2) で合成されて  $\pi/2$  シフト方式の 4 相 PSK 波となる。この後、 $\pi/4$  シフタによりクロック周期の正弦波で定常的に約  $36^\circ$  の位相変調を行ない、近似的に階段状位相変化を与え  $\pi/4$  シフト方式の 4 相 PSK 波を得る。<sup>(27)(39)(40)</sup> なお、この試案の  $\pi/4$  シフト 4 相 PSK 変調方式を “階段変調  $\pi/4$  シフト 4 相 PSK 変調方式” と呼ぶこととしたが、この詳細については第 4 章で詳細に論ずる。

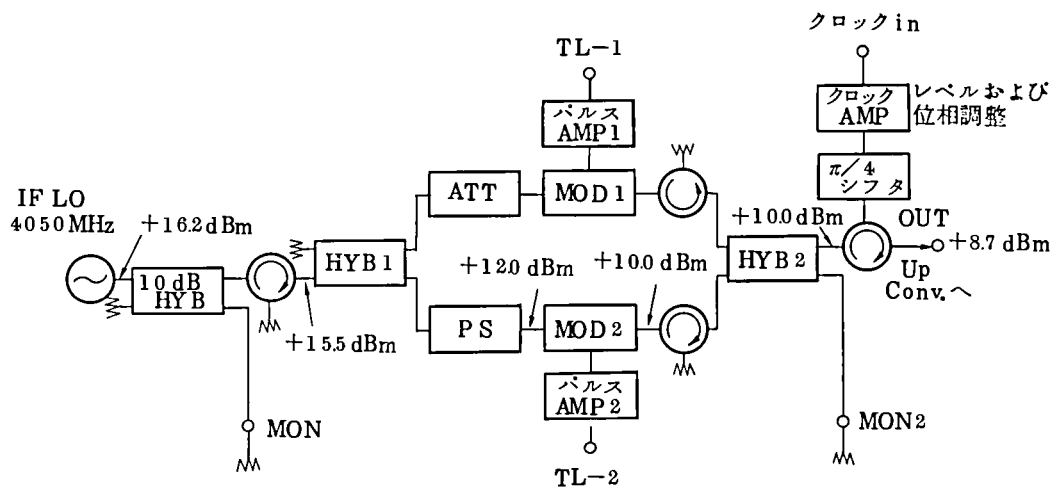


図 2.3 1 4 相位相変調器ブロック図

なお、図 2.3 1 中の PS は位相微調器、ATT は振幅微調器であり、詳細は割愛するが特に広帯域なものとして新たに開発したものである。これらは HYB 2 の出力端における位相および振幅を正しく調整するために用いる。設計法は附録 2.D に示した。

以下に、試作した変調部の動作特性について述べる。

まず、レベル関係については図 2.3 1 にも例示するように、変調器出力レベルを +8.7 dBm とした場合には局発出力レベルは +16.2 dBm となり変調部全体の電力損失は 7.5 dB であった。この内訳は 2 相変調器損失 1.5 dB、 $\pi/4$  シフタ損失 1.3 dB、ハイブリッドの原理的損失 3 dB、その他の回路損失の合計 1.7 dB である。

図 2.3 2、図 2.3 3 は 4 相 PSK 波の精度を示す実験結果である。図 2.3 2 は位相角度および

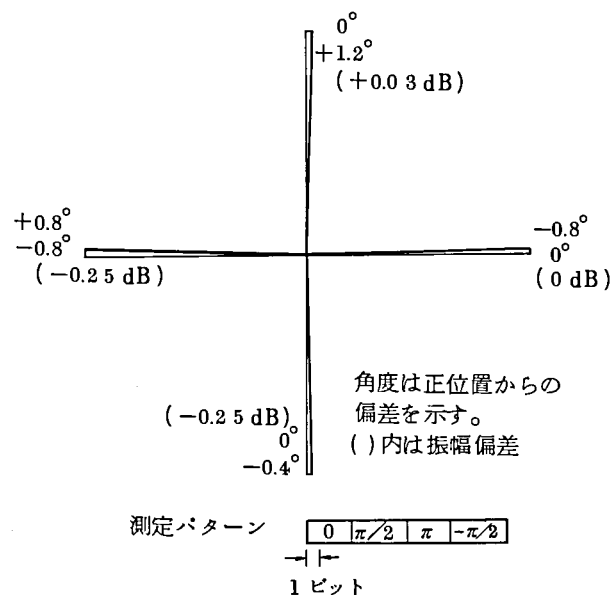


図 2.3 2 4 相 PSK 波の位相振幅偏差

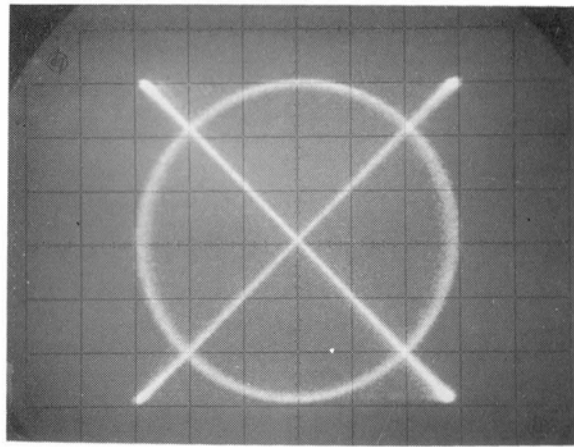


図 2.3.3 送信リサーチ図形

び振幅の偏差を示しており、また、カッコ内は基準位相に対する振幅の偏差分を示している。これらの結果から、位相角度の偏差は各相の定常位置から $\pm 1.0^\circ$ 以内、振幅の偏差は $\pm 0.14$  dB以内に収まっていることがわかる。図 2.3.3 は送信波のリサーチ図形の一例を示している。この結果からも位相誤差が少ないことを確認できた。

図 2.3.4 は、送信 4 相 P S K 波の孤立パルス (パターン $\dots, 0, \pi, 0, \dots$ ) を 3 dB 低下帯域幅 500 MHz の 5 段トムソン形フィルタに通過させた場合の同期包絡線波形であり、また図 2.3.5 はエコー量を測定するため減衰器により振幅を低下させたもので、上の波形から順に、 $-20$  dB,  $-26$  dB,  $-30$  dB,  $-36$  dB の場合を示している。これらの図から同期包絡線波におけるエコーは  $-30$  dB と  $-36$  dB の中間であり、 $-34$  dB 以下であると読取れる。

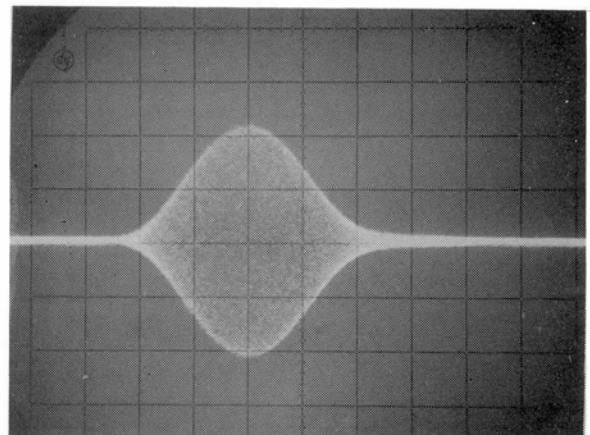
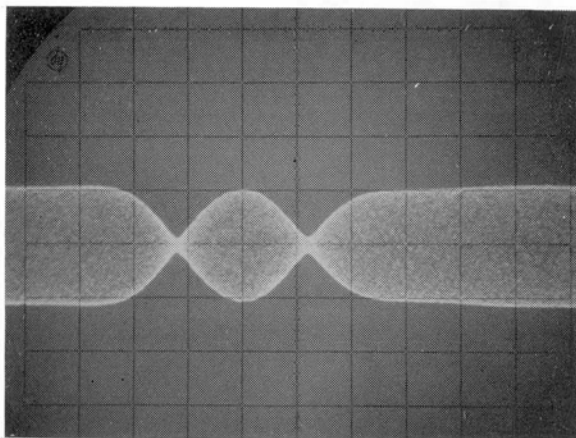


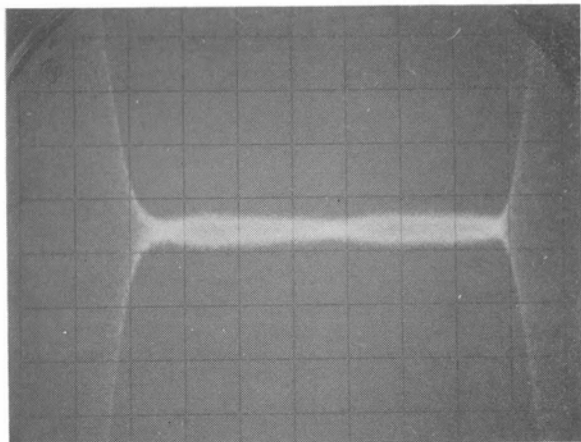
図 2.3.4 帯域制限を与えて観測した 4 相位相変調波送信波形

500 MHz 5 段トムソンフィルタ通過波形

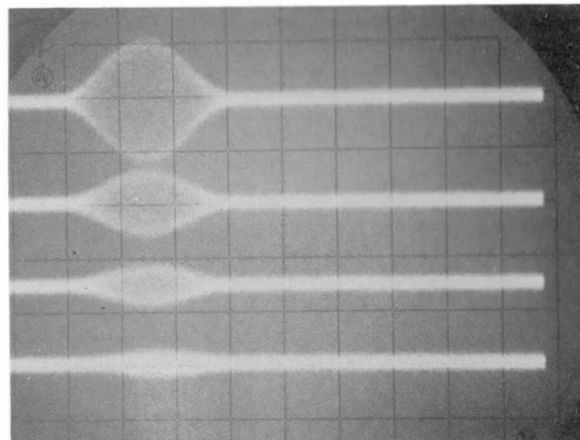
左 上: 包絡線波形

右 上: 同期包絡線波形

横軸 1 ns/div



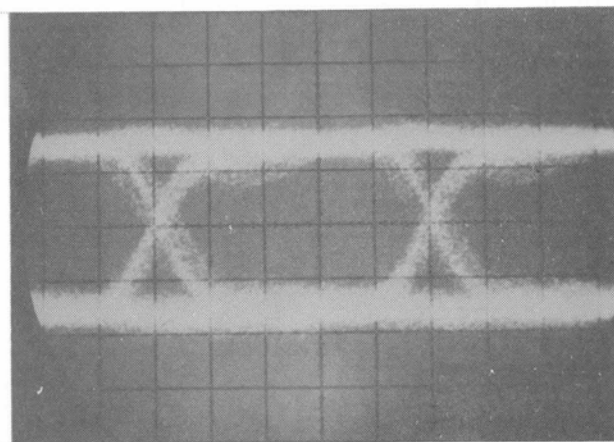
(a) 送信同期包絡線波形



(b) 上から 20dB, 26dB, 30dB, 36dB 減衰波形  
1ns/div

図 2.3.5 変調部のエコー量測定

図 2.3.6 は変調部動特性の一例を示すもので、変調出力波を同期検波して得た 4 相 PSK 波のアイパターンである。同図より、出力波のジッタは最終的に約 300 ps (12%) 以下、立上り時間は 700 ps 以下 (検波器の立上り時間を含む) であることが確認できた。以上、4 GHz での 4 相位相変調回路について、設計試作を行なったが、得られた特性をまとめて表 2.3 に示した。試作のものは設計目標をほぼ満足するものであり、ミリ波中継装置に実装し、



横軸: 500ps/div.

図 2.3.6 4 GHz 4 相 PSK 送信出力波アイパターン

導波管線路伝送実験において所期の特性が得られることを確認している。この点については第 4 章で詳しく述べている。出力波ジッタに関してはさらに検討の余地を残した。

## 2.5 1.7 GHz 帯 4 相位相変調回路

これまで述べた変調回路では、400 MB というこれまでにない高速度の変調を性能よく行なえるように比帯域の点から 4 GHz 帯を中間周波数 (IF) として用いてきた。しかしなが



ら中間周波トランジスタ増幅器の利得、雑音指数、飽和出力などの点や、中継器の経済化、小形化の点を考慮すると、IFを下げる（例えば1.7 GHz 帯）を用いることも一つの有力な案として考えられる。ここで問題となるのは1.7 GHz のIFで400 MB 4 相の高速位相変復調動作が、方式から要求される諸条件を満足するように、うまく行なえるかという点であろう。例えば変調（あるいは復調）すべきベース・バンド・パルスの持つ周波数のスペクトラムと位相変調された搬送波パルスの持つ周波数スペクトラムとが非常に接近していて、2.2 節で述べたいろいろな回路技術上の問題を生じる等の点である。

今までにこの比較的低い周波数の中間周波数帯において、変復調部を対向し、再生中継器としての動作を確認した実験はベル研究所で行なわれた312 Mb/s 2 相位相変調の検討（IF：1.3 GHz<sup>(42)</sup>）、あるいは準ミリ波通信の200 MB 4 相（IF：1.7 GHz<sup>(43)</sup>）の検討などがある（但し変調回路は20 GHz 帯）。しかしながら、400 MB という高速において、真に性能よく変復調が行なえるかどうかは、これまで明らかではなかった。

そこで、ここでは上述した事情から1.7 GHz 帯の変調回路として、はじめに、高速性、高性能性、小形化、調整性に重点をおいて、試案を含めた種々の回路構成を比較検討し、次に、有力な候補をしぼって実験的検討を加えて、ミリメートル波通信に必要な仕様を満足するものをいかに実現したかについて述べる。

#### 2.5.1 設計条件と問題点

ミリメートル波通信端局装置、中継装置変調部の仕様は、回路全体の設計からその要求条件が決められる。試案の歪配分法（第5章に詳述）により回線の歪配分を行なった結果と、2.4 に詳述した4 GHz 帯の400 MB 4 相PSK変調回路の結果を十分考慮して変調部に要求される仕様条件は表2.4のように定めた。この仕様条件について1.7 GHz 帯でこれを満足しようとするとき、おもに次の点が主要な問題点になるものと考えられる。すなわち、

- ㉑ 立上り、立下り時間 ( $t_r$ )
- ㉒ パルス幅変動 ( $\Delta w$ )
- ㉓ 不用波ならびにエコー ( $\rho_{me}$ )
- ㉔ 変調角度誤差 ( $\Delta \theta_M$ )

の4点である。これらの歪量が、再生中継特性にどのように影響するかを、2.2 節の手法によって推定し、表2.4に示した。前節でも述べたように高速においては㉒がどうしても大きくなるが、この歪要因が与えるC/N劣化量も大きいので、これを抜本的に小さくすることが重要

表 2.4 変調部に要求される仕様条件

項目	仕 様 条 件	規 格 値	C/N劣化*	I F 4 G H z での実現値 **
1	パルス繰返し周波数	4 0 3 M H z		4 0 3 M H z
2	変調波符号形式	N R Z $\pi/2$ シフト 4 相位相		N R Z $\pi/4$ シフト 4 相
3	形 状	厚さ 5 0 m m 以下で極力小形		
4	出力電力	$\cong - 5$ d B m		+ 8. 7 d B m
5	立上り, 立下り時間	0. 7 n s		0. 7 n s
6	パルス幅変動	$\pm 3$ % 以下 ( $\pm 7$ 5 P S 以下 )	0. 3 d B	$\pm 6$ % 以下
7	*** 不要波ならびエコー	- 3 2 d B 以下	0. 2 d B	- 3 4 d B 以下
8	変調角度誤差	$\pm 1. 5^{\circ}$ 以下	0. 2 d B	$\pm 1^{\circ}$ 以下
9	変調波振幅偏差	$\pm 0. 2$ d B 以下	-	$\pm 0. 25$ d B 以下
10	直交成分発生	A として 0. 1 以下	0. 2 d B	A < 0. 1 2
合 計			0. 9 d B	
周囲温度条件 0℃ ~ 4 0℃ ( 注 ) * 2. 2 節の推定法による。 ** この値は 2. 4 節の 4 G H z 帯変調器実現値 *** 不要波のうち, スペクトラムおり返し成分は $t_r/T = \frac{0.7 \text{ ns}}{2.5 \text{ ns}} = 0.28, \frac{f_o}{f_r} = \frac{1.7 \text{ GHz}}{0.4 \text{ GHz}} = 4.25$ であるから図 2. 8 より - 5 0 d B よりも十分小さな値となる。ベースバンドパルス高調波ろうえいは, ベースバンドパルス立上り時間 $t_{rb}$ を 0. 5 n s として, $t_{rb}/T = \frac{0.5}{2.5} = 0.2, f_o/f_r = 4.25$ とすると, 図 2. 9 よりろうえい抑圧のない回路では - 3 5 d B となる。				

な課題のひとつとなった。次項では各種の変調回路について、搬送波 1. 7 G H z , 変調パルス繰返し周波数 4 0 0 M H z を考えた場合、これらの歪量がどの程度見こまれるか、どの回路構成が歪量を小さくする上で望ましいかについて検討し、1. 7 G H z 帯での変調回路最適設計をはかろうとするものである。

## 2. 5. 2 種々の変調回路の比較

前項では方式全体の歪配分から変調部に要求される仕様条件を満たすために解決しなければならない問題点について述べた。ここでは、まず変調器をその動作原理によって分類し、各々の変調器の持つ特徴、欠点、問題点等を明らかにすると共に、主として構成面から仕様条件を十分に満す変調器を得る事を目的としている。

### (i) 平衡形変調器

これは変調器の構成回路上の電氣的な平衡を取ることによって、搬送波または変調波（ベース・バンド・パルス）を変調器出力に対して抑圧する変調器群である。この変調器で搬送波に対して平衡を取る形式のものは変調位相誤差を十分に小さくできる。また、この変調器の持つ動作原理の上で大きな特長の1つは、経路差切換形変調器と異って位相変調波のパルス幅に原理的に変動を生じないことである。以下に、この変調器群に属する代表的な例について述べる。

#### (a) リング変調器

回路構成を図 2.37 に示す。これは、搬送波とベース・バンド・パルスの2つの波に対して

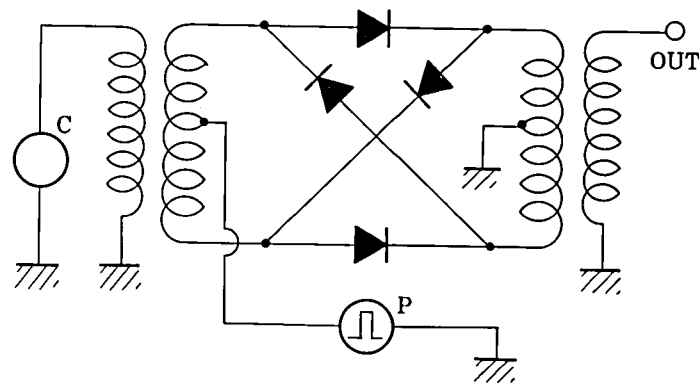


図 2.37 リング変調器

平衡が取られている二重平衡形変調器であるので、これらが出力端子へ漏洩するのを十分小さくできる。この事は搬送周波数と符号伝送速度とが接近している場合には、重要な長所となる。すなわち、ベースバンド・パルスの高調波成分などが変調出力への不要波、エコーとして発生しにくい事を意味する。マイクロ波帯ではコアによるトランスが得難いので、同軸形トランスあるいはハイブリッドを用いる事が考えられる。しかし周波数特性、大きさなどの面で問題がある。1.7 GHz の位相変調器をコアを用いたリング変調器で構成できれば、このような問題や、前節で述べた問題点がかなり解決できるので実験的検討が必要である。電気通信研究所ではこの検討が鋭意に進められ、実現の見通しが得られていた。<sup>(19)</sup>

#### (b) スター変調器

回路構成を図 2.38 に示す。<sup>(44)</sup> これもリング変調器と同様に、搬送波とベース・バンド・パルスの2つの波に対して平衡のとれた二重平衡形変調器である。回路上の対称性が平衡度に影響を与えるので、十分に注意する必要がある。原理的には、不要波、エコー等を十分に小さくできる。なお、パルスの印加点が2ヶ所となるなど駆動するための周辺回路が複雑となる可能性がある。

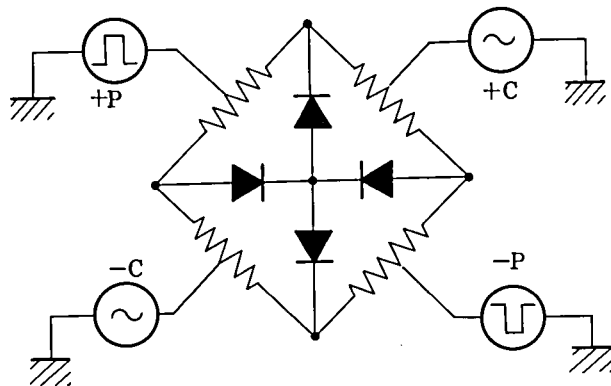


図 2.3.8 スター変調器

(c) コーワン変調器

回路構成を図 2.3.9 に示す。この変調器は、端子 A, C に互いに逆相となる搬送波を印加し搬送波に対してのみ平衡を取るようにした、一重平衡形変調器である。そのため、搬送波は出

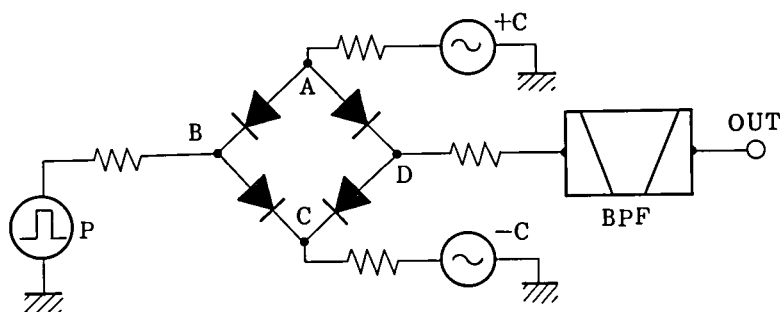


図 2.3.9 コーワン変調器

力端子 D, ベース・バンド・パルス印加端子 B には漏洩しない。しかし、B から印加されたベース・バンド・パルスは D 点に漏洩してしまうので、出力端子に、帯域ろ波器または、ベース・バンド・パルス引算回路等を付加して正味の変調出力波のみを抽出しなければならない。それと共に各端子に生ずる不要波を十分に減衰させて、これらによる内部エコーや変調誤差を十分に小さくする必要がある。この場合、パッド抵抗器、定抵抗分波回路、あるいはパラレル形ストリップライン方向性結合器等を適当に使用することが有効である。<sup>(23)(45)</sup>

この変調器では、ベースバンド信号に対し、変調波波形が線形性を保持しながら追従していること、ダイオードのオン・オフが搬送波によって行なわれるので、ベースバンド信号によるスナップ・オフ効果がないなどの特長があり、ベースバンド信号の不要高調波成分を十分に抑圧できる高性能な変調器が得られる可能性がある。

次項に、この変調回路に対する実験的検討を示す。

(d) ダイオード対形変調器

回路構成を図 2.40 に示す。上述したコーワン変調器と同じように搬送波に対してのみ平衡がとれている。ベース・バンド・パルスによって、ダイオードを相互にスイッチすることによ

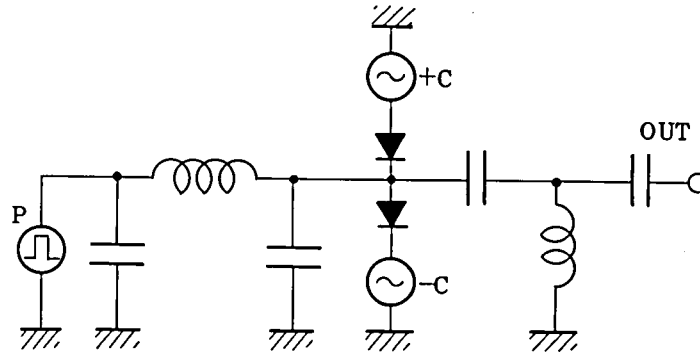


図 2.40 ダイオード対変調器

り  $0 - \pi$  位相変調波が得られる。

この変調器は、入出力端子が共通で特に方向性がないので入力のパルスと変調出力とを分ける定抵抗分波回路が必要となる。また、ダイオードの非直線性を利用しているので、これに起因する高調波成分の発生によって不要波が大きくなることを極力おさえなければならない。先述の(a)(b)(c)ならびにこの回路では、後に述べる経路差切換回路と異なり、パルス幅変動の要因はない。しかし、(c)と同様にベース・バンド・パルスの高調波成分の搬送波帯へのろうえいの影響は残り、また、(b)、(c)と同様に変調角度誤差の要因については、 $0 - \pi$  の位相を正確におさえられた搬送波信号  $C$  ならびに  $(-C)$  をいかに発生するかにかかっているという問題点が残る。

(ii) 経路差切換形変調器

この形の変調器については、2.4 節にも述べたように、 $IF\ 4\ GHz$  に対し、 $400\ MB$  のパルス速度では、十分性能の良い変調波が得られた。しかしながら、 $IF\ 1.7\ GHz$  で  $400\ MB$  の変調を行なう場合には、搬送波半波長の経路長差、すなわち、

$$\left( \frac{1}{1.7 \times 10^9} \times \frac{1}{2} \div \frac{1}{400 \times 10^6} \right) \times 100 = 11.8 (\%)$$

だけのパルス幅変動を生じることとなる。また、この回路構成では、ベース・バンド・パルスに対し平衡が保たれないのでベースバンドパルス高調波ろうえいの抑圧は、フィルタ回路のみによらねばならないという欠点がある。この変調器群に属する代表的なものは前にも述べたように通過形変調器ならびに反射形変調器である。前者については 2.4 節でくわしくのべた。

後者については、十分な帯域を持ったサーキュレータの使用が必要であり、1.7 GHz 帯ではこのようなサーキュレータを実現することは困難である。この回路も経路差切換の原理を用いているので変調出力波には幅変動を生ずる。また、サーキュレータを使用することにより温度特性に関しても良好な結果は得られにくい。

### (iii) その他の変調器

以上の分類に属さないが、上述した他にも  $0 - \pi$  位相変調器はいろいろと考えられる。一つの例を図 2.4 1 に示す。<sup>(35)(36)</sup> これは、3 dB ハイブリッドを利用して図のようにダイオード・スイッチを配置し、ベース・バンド・パルスでこれをオン・オフすることにより、位相変調波を得るものである。しかし、マイクロ波帯ではダイオードの完全なオン（短絡）オフ（開放）状態が得られないので、その分だけ変調誤差となる。また、ベース・バンド・パルスの漏洩，不要波，エコー等の抑圧のために定抵抗分波回路が必要である。

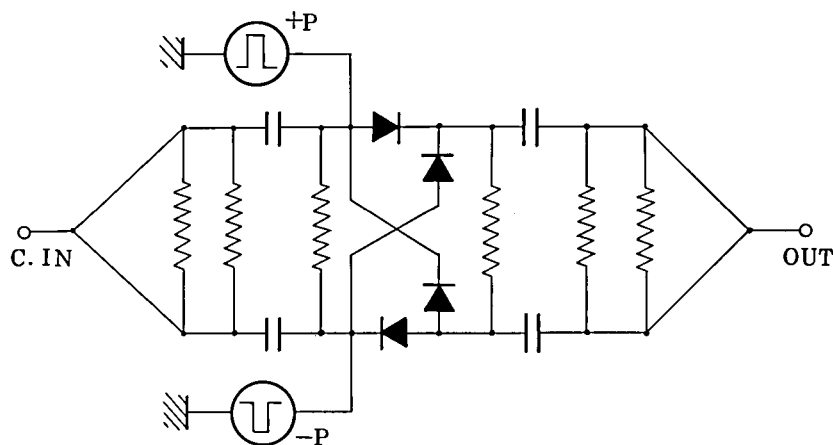


図 2.4 1 Y 分岐形変調回路

また、他の例としては図 2.4 2 に示すような変調回路も考えられる。<sup>(44)</sup>

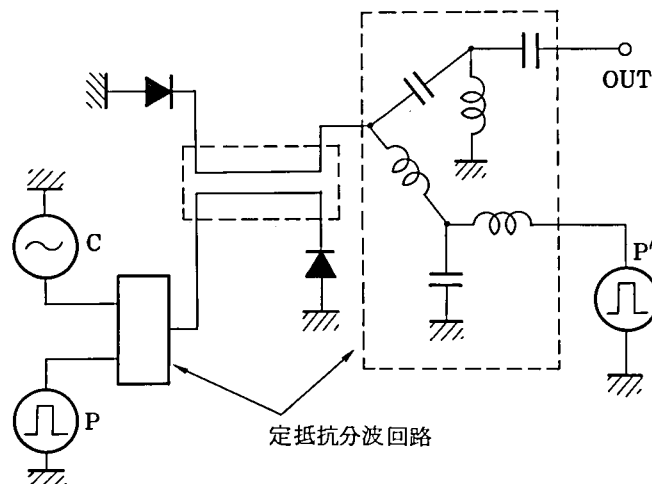


図 2.4 2 方向性結合器形

以上の考察で明らかなように、原理的には二重平衡形変調器が最も優れている。この点からコアによるトランスを用いたリング変調器が回路構成、あるいはドライブ・アンプの出力レベルが低くても駆動できるということ、などから最も優利である。

表 2.5 に種々の変調器に対する考察の結果をまとめた。

表 2.5 各種変調器の比較

分類	形式	変調波角度誤差調整	ベース・バンド・パルスによる 不要波伝送	ジッタ	4相化のための 振 幅 調 整	パルスの 印 加 点
平 衡 形	リング変調器 (図 2.37)	トランスのバランス に依存する	原理的にない	0%	マイクロ波にて要	1ヶ所
	マイクロ波 リング変調器	マイクロ波にてする 必要有り	フィルター必要	0	"	2
	スター変調器 (図 2.38)	"	原理的にない	0	"	2
	コーワン変調器 (図 2.39)	"	フィルターまたは引 算回路を必要	0	ベース・バンド・パ ルスにて可能	1
	ダイオード対形 変調器(図 2.40)	"	フィルター必要	0	マイクロ波にて要	1
経 路 差 切 換 形	通過形変調器	"	"	± 5.9	"	1
	反射形変調器	"	"	± 5.9	"	1
	図 2.41 形変調器	"	原理的にない	± 5.9	"	2
そ の 他	図 2.42 形変調器	ダイオードのキャパ シテイに依存する	フィルター必要	0	"	2
仕 様 条 件		± 1.5° 以下	- 32 dB 以下	± 3%	± 0.2 dB 以下	1

### 2. 5. 3 一重平衡変調器—コーワン変調器—の特性

2. 5. 1 項で述べたように 1. 7 GHz 帯における高速変調の第 1 の問題点はベースバンド信号の高調波が、不要波として受信側に伝送される点である。この解決策の 1 つは、2. 5. 2 項においても述べたようにベースバンド信号を平衡して印加すればよい。この効果については、図 2. 4 1 に示す回路を用いて実験的に試み、その効果を確かめた。<sup>(36)</sup> また、他の解決策の一つはベースバンド信号を帯域制限し、かつダイオード回路をベースバンド信号に対し線形動作をさせ、不要高調波を発生させないようにすることである。第 2 の問題点は変調されたパルスの幅変動に関する問題であり、この問題についても完全な解決が必要とされる。

これら、第 1 ならびに第 2 の問題点を解決する回路としては、前項の図 2. 3 7 および図 2. 3 9 に示す回路、すなわちリング変調器、あるいはコーワン変調器が適当である。ここでは、まず、図 2. 3 9 に示すコーワン変調器について行なった基礎的な実験的検討について述べる。コーワン変調器の原理については、その概略を前項においても述べたが、ここでは回路構成の詳細、特徴ならびに実験結果について示す。なお、従来この形の変調器が、マイクロ波帯における高速のパルス位相変調に使用された例についての報告例はない。<sup>(23)(45)</sup>

#### (a) 回路構成と動作原理

図 2. 4 3 に示すように、4 個のダイオードをブリッジ状に組み、ブリッジ部の、a・b 点に互いに逆相、等振幅の搬送波（図 2. 4 4 (a)・(b)）を印加する。この場合、ダイオード・ブリッ

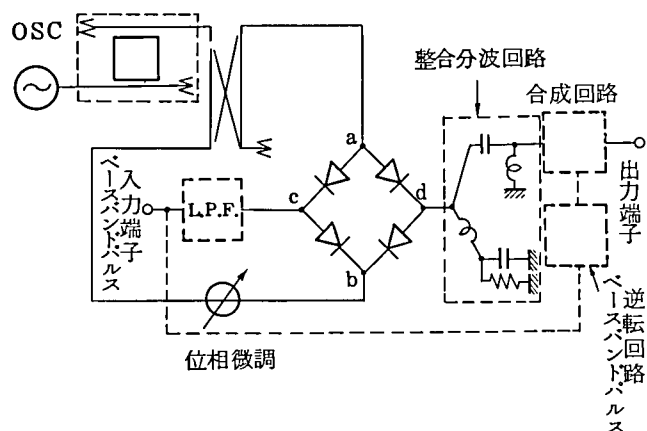


図 2. 4 3 コーワン変調器回路構成

ジは平衡状態を保っており、c 点の電位の微小偏位は d 点の電位の微小偏位として検出される。ただし、d 点への出力は、c 点の電位偏位分と搬送波成分との重畳波形である。ここで、c 点に搬送波レベルに比較して、小レベルのベース・バンド・パルス（図 2. 4 4 (c)）を印加すると d 点には入力パルス波形に対応して、搬送波成分すなわち、図 2. 4 4 (d) に示すような入力ベ



ス・バンド・パルス の搬送波 によるゲート波形が現われる。この出力波形は、搬送波帯の  $0 - \pi/2$  相位相変調波とベース・バンド・パルスとが重畳した形であり、帯域制限をすることにより、 $0 - \pi/2$  相位相変調波のみを得ることができる。また、帯域制限以外にも、入力パルスの正負逆転波形（図 2. 4 4 (e)）と合成することにより、入力パルス成分を打ち消すことによって最終出力波形を得ることが可能である。（図 2. 4 4 (f)）

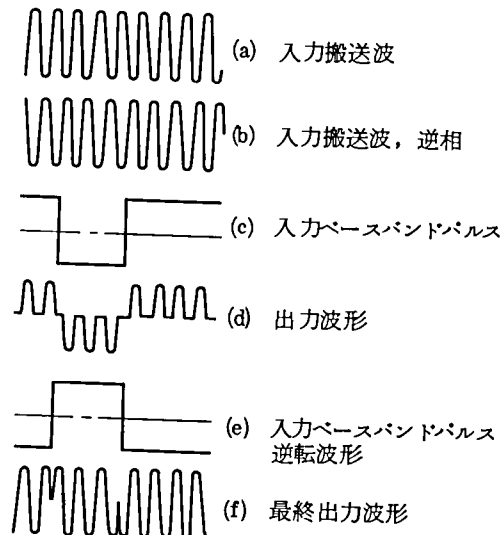


図 2. 4 4 動作説明用波形図

#### (b) 特 徴

この変調器の特徴を以下に列記する。

㉑ 出力波形の幅変動は原理的に生じない。すなわち、ダイオード・スイッチのオン・オフによって変調波を作るのではなく、搬送波によるゲート状態において入力パルスの正負によって、ブリッジのバランスをくずすことにより、直接  $0 - \pi/2$  相位相変調波を得る方法であるため、経路差等に原因する幅変動は生じない。

㉒ 入力ベース・バンド・パルスが出力波形に忠実に伝達されるリニア系であるため、

(イ) 不要高調波が発生しない。

(ロ) 方式面から要求される、波形伝送特性の等化をベース・バンド回路系で行なうことが可能である。（従来 IF 帯で波形等化を行なっている。）

すなわち、㉑の場合と同様に、ダイオード・スイッチをオン・オフするのではなく、ブリッジ部の平衡状態を変化させるだけでよいので、スイッチ部からの不要高調波の発生はない。また、リニア系であるため、低域フィルタを用いて、ベース・バンド回路系におい

て自由に波形等化をすることができる。

㉓ ダイオードで発生するスナップ・オフ効果等による高調波成分は、ブリッジ部が平衡している構成のため出力側には現われない。

㉔ ベース・バンド・パルスのレベルおよびバイアス調整を行なうことにより、出力変調波形の振幅、およびバランスの調整が容易である。すなわち、これらの調整を行なうことにより位相角度誤差、振幅偏差を極めて小さくすることが容易である。

以上の特徴のうち㉔(㌐)は大変重要な意味をもつものである。すなわち、従来再生中継系における送信波形整形は中間周波数帯で行なうのが普通であるが、本論文で述べているように帯域幅±400MHzにおいて所望の特性を保証しなければならない400MB4相PSK伝送<sup>特</sup>などのような場合には、波形整形用中間周波フィルターとして広帯域にわたり振幅<sup>特</sup>等性・遅延特性ともに中心周波数に対し対称性の良いものを実現するのはなかなか困難となることが考えられる。

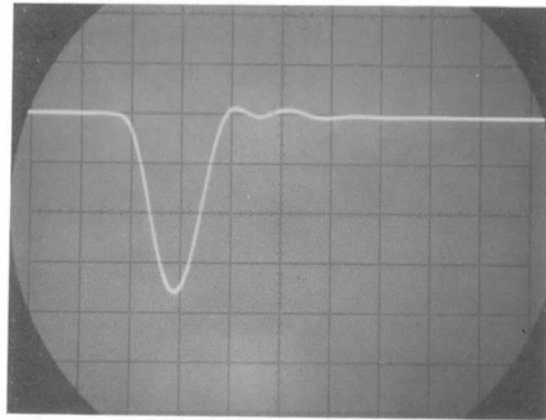
もし、ベースバンド帯で忠実な波形整形が行い得れば、振幅・遅延周波数特性の対称性が自動的に保証されることになり、良好な波形伝送特性を得る上で有利となる。この点は線形領域動作を行なうコーワン変調器がもつひとつの大きな特長と言えよう。

#### (c) 実験結果

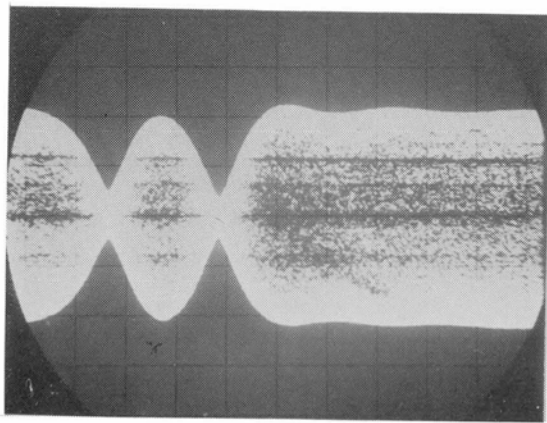
図2.43に示す回路構成により、400MB相当の入力パルス(パルス幅:2.5ns)を印加して実験を行なった。実験結果を図2.45に、理論包絡線波形を図2.46に示す。

以下に実験において確認した事項を列記する。

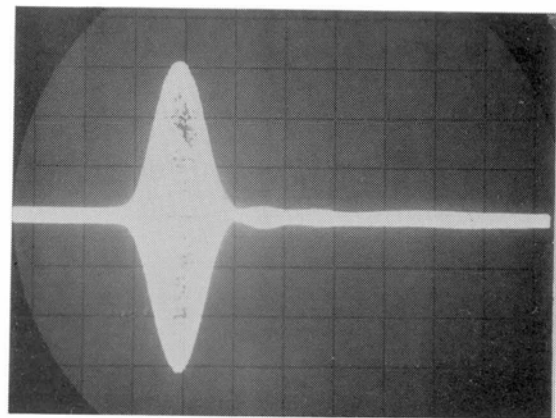
- (i) 製作の容易さ、および調整性について：超小形のケースに入ったダイオードを用い、ブリッジ部を幾何学的に平衡よく作ることを考えればよいので製作は極めて容易である。特に、ブリッジ部を一つのケースに納めたビームリード形のダイオード(D5848A)は性能面でも優れていた。また、ベース・バンド・パルスのレベル、およびバイアスを調整することにより、出力波形の振幅およびバランスの調整が容易にできることを確認した。
- (ii) 入力ベース・バンド・パルス波形(図2.45(a))に極めて忠実な出力波形(図2.45(c))が得られ、変調器はリニア動作していることが確かめられた。
- (iii) 調整が容易であるため、位相角度誤差は±1度以下に押えることができ、振幅差はほとんど認められない程度であった。
- (iv) スナップ・オフ効果の影響は出力側に現われない。(図2.45(c))。
- (v) 小信号動作であるため、変調損失は大である(入力・0dBm, 出力・-17dBm)。



(a) 入力ベースバンド波形 (2 ns/div)



(b)  $0 - \pi/2$  相位相変調出力波形 (1 ns/div)



(c) (b)の同期包絡線波形 (2 ns/div)

図 2. 4 5 コーワン変調器変調出力波形

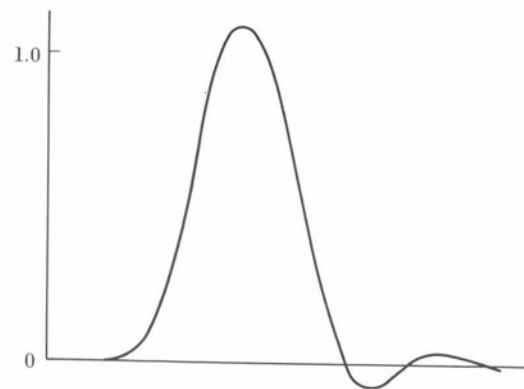


図 2. 4 6 包絡線波形の理論曲線

ベース・バンド・パルス, 400 mVPP) が, 変調器駆動用増幅器の出力は, 大振幅パルス駆動のスイッチング変調器を用いる場合に比較して極めて小出力でよいことを確認した。

(vi) 出力波形と入力ベース・バンド・パルスとを合成することにより, 重畳したベース・バンド・パルスを相殺できることが明らかとなった。<sup>(23)</sup>

(vii) 搬送波とベース・バンド・パルスとの位相関係の違いにより, 出力波の<sup>同</sup>同期検波波形に波形変化が生じることが心配されたが, このような波形変化は生じないことを確認した。

(viii) ベース・バンド回路で波形等化が行なえることを確認するため、パルス増幅器の出力側に 5 段振幅最平坦形低域フィルタ (シャ断周波数  $f_c$  ; 4 1 0 MHz) を挿入して実験を行ない、図 2. 4 5 (c) と図 2. 4 6 との比較から明らかなように理論上とほぼ同じ波形応答を得た。このことからこの変調器では、ベース・バンド回路系での等化が十分可能であることが確認できた。

以上、コーワン変調器がマイクロ波帯で十分高速 P S K 信号伝送に適用できることを初めて明らかにすることができた。

#### 2. 5. 4 二重平衡変調器—リング変調器—を用いた 4 相位相変調回路

##### (a) リング変調器の位置づけ

2. 2 節に述べたように、パルス繰返し周波数  $f_r$  と搬送周波数が接近すると、以下にかける伝送特性上の歪の発生が考えられる。すなわち、

- (i) スベ<sup>7</sup>トラム折り返しによる干渉波の発生
- (ii) ベースバンドパルスの高調波の漏洩、
- (iii) パルス幅変動がある場合はこれによる等価的な立上り時間の増大
- (iv) S 字形過渡位相変調特性による直交成分の発生

などである。リング変調器、一重平衡形変調器 ( 2. 5. 3 項 ) ならびに経路差切換形変調器について、望ましい  $f_c$  と  $f_r$  の関係を定量的に比較し、リング変調器の位置づけを行なった検討はあまり行なわれていなかった。ここでは、2. 2 節で述べたように種々の変調器について (i) ~ (iv) にかかげた個々の歪あるいは不要波発生の量を総合的に比較し、リング変調器の定量的な位置づけを行なってみる。<sup>(3)(23)</sup>

比較の条件として、パルスの立ち上り立下り時間  $t_r$  は

$$t_r = 0.28 T$$

とする。この条件は、伝送路をガウス形帯域制限特性であるとして、立上り時間の等価的な帯域制限要素の帯域幅が総合の帯域制限特性の 2. 4 倍であることを示す。これは立上り、立下り時間に対する帯域制限特性の配分が総合の 1 0 % に相当する量であり表 2. 4 の仕様条件にも合致するものである。すなわち総合のガウス形帯域制限特性の 3 dB 低下帯域幅を  $B_w$ 、立上り時間の等価的な帯域制限の帯域幅を  $B_r$ 、その他の伝送系帯域制限の帯域幅を  $B_t$  とすると、

$$\frac{1}{B_w^2} = \frac{1}{B_t^2} + \frac{1}{B_r^2}$$

が成立つわけであるが、上述の条件は

$$B_t = 1.1 B_w$$

$$B_r = 2.4 B_w$$

に相当する。

上記の条件のもとで、スペクトラム折り返しによる干渉波とベースバンド高調波の漏洩からなる不要波の発生量を $-40$  dB 以下とした場合の搬送周波数とパルス繰返し周波数の関係を図 2.47 に示す。

理想的なリング変調器（二重平衡形変調器）では、ベースバンドのろうえい、パルス幅変動などの要因がないので、劣化の要因は(i)(iv)だけである。したがって、図 2.8 の関係から $f_r$  と $f_o$  の関係は図の(a)のように求まる。

現実の変調器ではこの抑圧比が十分にとれない場合が考えられる。特にマイクロ波帯のリング変調器では抑圧比を大きくすることはむずかしい。今仮りにこれが $10$  dB であったとすると、図 2.8 ならびに図 2.9 から $f_o$  と $f_r$  の関係は直線(b)となる。

次に、2.5.3 で述べた一重形変調器では、原理的にパルス幅変動ならびに S 字形の過渡位相特性などの要因はないので(iii)(iv)の要因による歪量はないが、(ii)については抑圧比が $1$  ( $0$  dB) と考えられるので、<sup>(\*)</sup>(i)、(ii)の要因により、不要波抑圧 $-40$  dB の条件に対する $f_o$  と $f_r$  との関係は(c)に示す通りとなる。

経路差切換形変調器では、原理的にパルス幅変動を生じるので、符号間干渉が増加し、これによる伝送特性上の劣化が加わる。これまで述べてきた三つの場合と同じ符号誤り率特性上の劣化を与える条件（ $-40$  dB の不要波が発生する）のもとで、 $f_o$  と $f_r$  の関係を求めると図の(d)の関係となる。

図 2.47 から明らかなように、リング変調器はたとえベースバンド信号高調波の抑圧比が

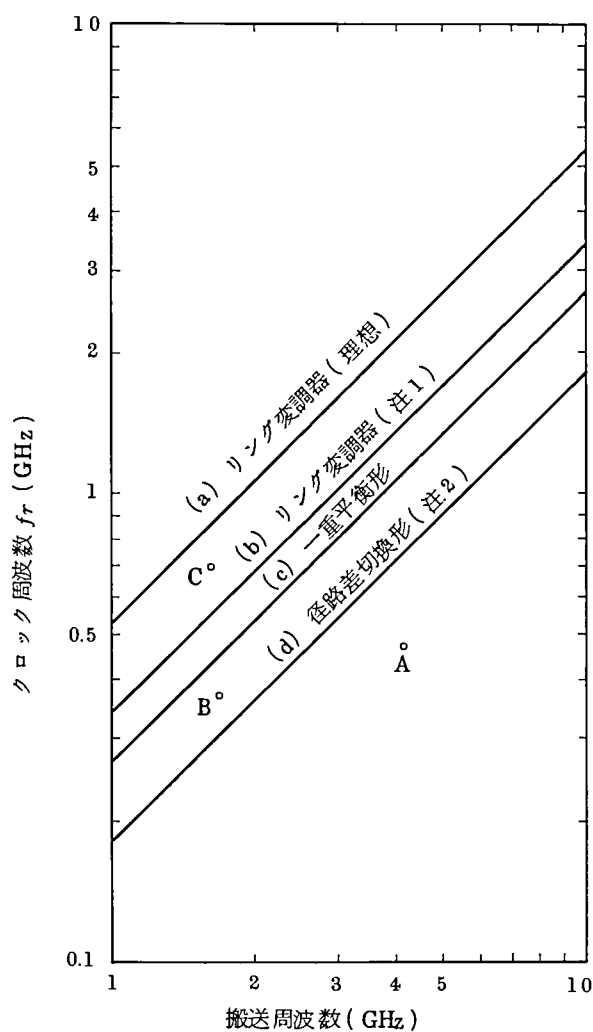
---

(\*) 2.5.3 で述べたように、回路構成の工夫によりベースバンドパルスを打消すことが可能であるが、ここでは、そのような付加回路をもうけない場合について検討している。

有限の値であっても搬送周波数とクロック周波数を接近させる上で有利である。

電気通信研究所では 1.7 GHz 帯で用いるリング変調器の開発に成功した。<sup>(19)</sup> ここでは、このリング変調器を用いて、4 相位相変調器を構成する場合の設計法について述べる。

なお、図 2.4.7 の A 点は 2.4 節で述べた検討例、B は以下に述べるリング変調器を用いた 4 相位相変調の場合、C は本論文では詳細を割愛するが最近筆者らが新しいリング変調器で  $f_r/f_o$  の比を約 0.5 にまで接近して動作させ、誤り率特性測定の試験に成功した例をプロットしたものである。<sup>(46)</sup>



(注1) ベースバンド抑圧比 -10 dB のもの

(注2) 変調器自身の立上り時間を  $0.16T$ 、径路差切換のため等価的な立上り時間  $0.28T$

図 2.4.7 不要波発生量を -40 dB 以下とした場合のクロック周波数の上限  
(立上り時間  $t_r = 0.28T$ )

(b) 1.7 GHz 帯 4 相位相変調回路の構成

本変調回路の仕様条件は、表 2.4 に示す通りであるが、このような仕様条件を満足するよう、<sup>(47)</sup>  
変調回路設計の基本方針は、

- ① パルス幅変動を極力小さくする。
- ② 変調記号 (400 Mb/s, NRZ 信号) と被変調信号 (1.7 GHz) のスペクトラムの相互干渉を極力小さくする。
- ③ 直交成分の発生が小さい回路を実現する。
- ④ 変調角度誤差, 振幅偏差を小さくする。
- ⑤ 立上り・立下り時間を総合の帯域制限に影響を与えない程度に早くする。
- ⑥ 全体の回路構成にあたっては被変調信号だけでなく変調信号に対しても整合性をよくする。すなわち DC ~ 2.2 GHz にわたって整合をとる。

二重平衡形変調器であるリング変調器を用いることによって、①～④の要求を満たす困難さは大幅に軽減される。しかし、マイクロ波帯のリング変調器では、完全に変調信号を抑圧出来ないので、4 相位相変調器を構成するにあたっては⑥の条件を十分満足させるように (特に、不要波ならびにエコー発生は表 2.4 にあるように -32 dB 以下にする必要がある) 搬送波の分離, 合成, には特別な配慮を行っている。すなわち, 2 相位相変調波を 4 相合成する方法については, 2.4 節の場合と同様耐ひずみ特性の良好な変復調回路を構成するという設計方針に従い, 並列形を用いることにした。さらに変調器駆動用パルス増幅器にリタイミング機能をもたせ、<sup>(47)</sup>  
2 系列の 400 Mb/s のベースバンドパルス間に ±500 ps 程度の位相ずれがあっても正確な変調動作が行なえるようにし, 他装置との接続条件をゆるやかにするとともにパルス幅変動に対する要求を満たすよう配慮した。図 2.48 に変調回路の具体的構成例を示す。ここで分配回路には 2.3 節で述べた理由からパラレルライン形 3 dB 方向性結合器を用いている。またパラレルライン形方向性結合器の 2 つの出力端子の間には  $\pi/2$  の位相差があるので, 2 つの 2 相位相変調器を直交させるための移相器をこれに兼用させることができる。信号の合成にあたっては, 2 つの 2 相位相変調器相互間のまわりこみによるエコーをさけるため 1.7 GHz ± 500 MHz 以上の周波数範囲で大きなアイソレーション特性 (130 dB 以上) を有する Y 分岐形ハイブリッドを新たに開発し用いた。<sup>(47)(48)</sup>

また変調回路の後段にあるフィルタは近似ゼロ交叉波形伝送系<sup>(49)</sup>を満足させるため, 送信側に配分されたものであり 1.7 GHz ± 360 MHz (3 dB 低下幅) の 5 段振幅最平坦帯域通過ろ波器である。さらに W-40 G 方式では各盤の振幅・遅延周波数特性を 1.7 GHz ± 400

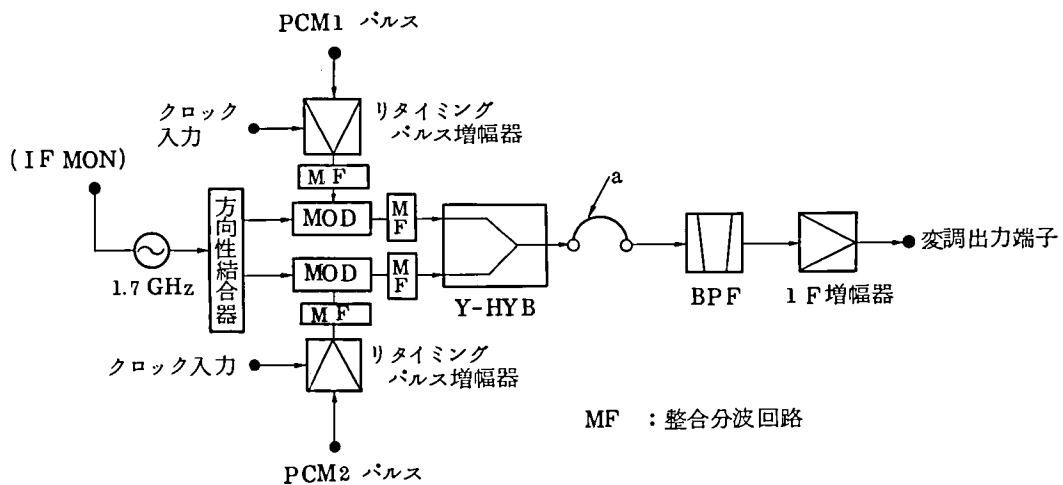


図 2.4.8 変調回路ブロック図

MHz の範囲でできる限り平坦にする（もちろん、波形伝送系を構成する帯域通過ろ波器の周波数特性を除く）という方針をとっているので、1 F 増幅器等は広帯域なものを用いている。

(c) 1.7 GHz 帯 4 相位相変調回路の特性

(c-1) 振幅・遅延周波数特性

前節で述べたように各部の振幅・遅延周波数特性は変調部の帯域制限用フィルタの特性を除いて、すべて  $1.7 \text{ GHz} \pm 400 \text{ MHz}$  の範囲で平坦となるように設計した。図 2.4.9 に図 2.4.8 の点 a から変調出力端子までの振幅遅延周波数特性に対し、測定値から帯域制限用フィルタ（3 dB 低下  $\pm 360 \text{ MHz}$  5 段振幅最平坦形）の理論値を差引いた結果を示す。

この図は試作した変調器 6 台、変復調器 6 台の変調部の振幅遅延周波数特性に上記のデータ上の処理をほどこしたものを  $1700 \text{ MHz} \pm 50 \text{ nMHz}$  ( $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm 8$ ) の点でサンプリングし、同じ測定値の場合は同一の横軸上にならべてプロットしたものであり、 $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$  の範囲で温度を変えたときの測定値を含めたものである。また図中の実線は設計目標値である。これから振幅および遅延のいずれの周波数特性も十分設計目標を満たしており、温度特性も良好であることがわかる。また、出力段に用いているトランジスタ増幅器が十分広帯域であることが理解できる。



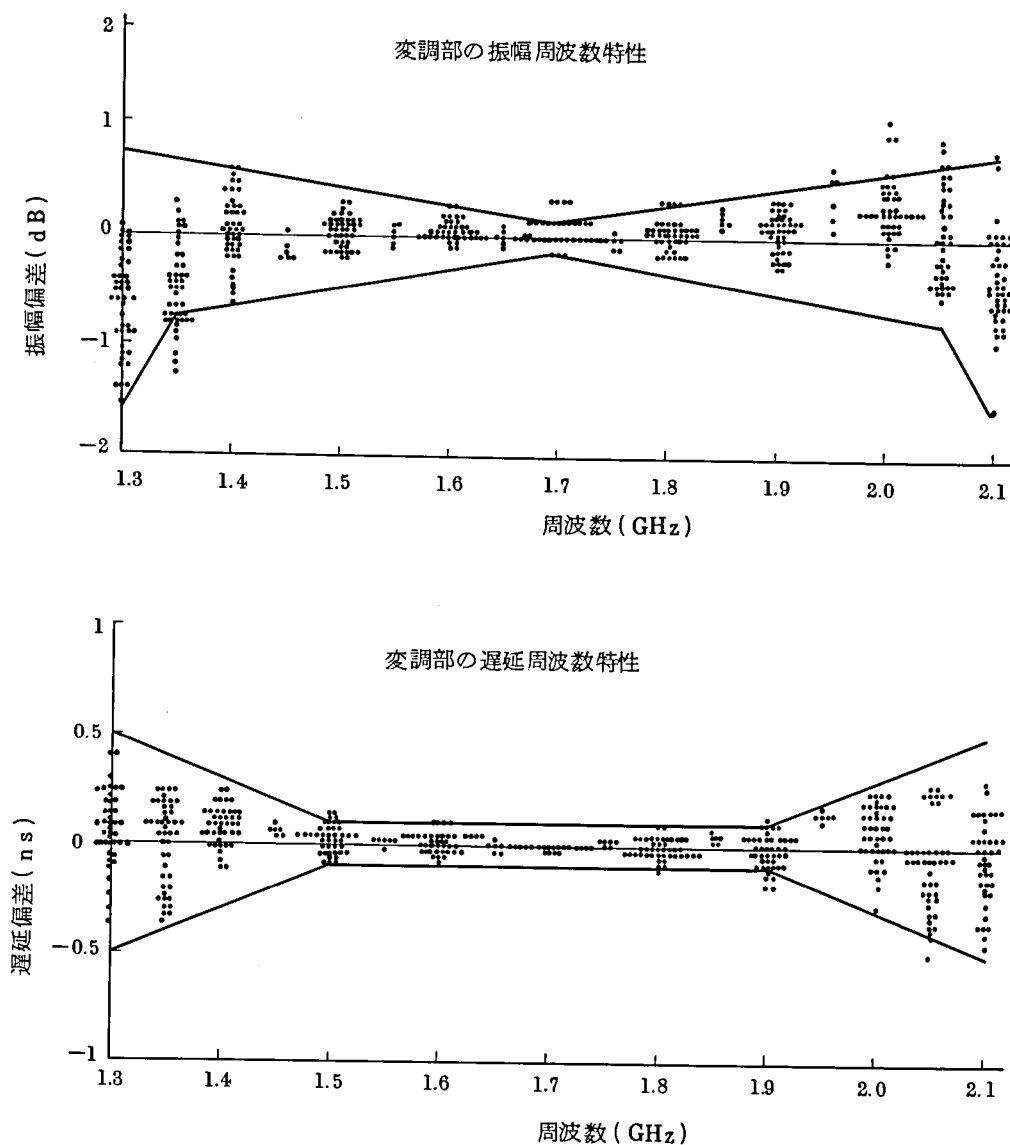


図 2. 4 9 変調部振幅・遅延周波数特性

( c - 2 ) 変調振幅偏差・角度誤差

図 2. 5 0 に位相変調器の変調位相誤差と変調振幅偏差を周囲温度  $0 \sim 40^{\circ}\text{C}$  に対して測定した結果を示す。これからリング変調器は、変調出力の位相および振幅の偏差が小さく、しかも温度変化に対してきわめて安定であることを確認した。図 2. 5 1 に変調盤、変復調盤各 6 台の変調振幅偏差と変調角度誤差のヒストグラムを示す。ただし、これは  $0^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$  の全温度範囲における最悪値を示したものである。振幅偏差の設計目標 ( $\pm 0.2 \text{ dB}$  以内)、角度誤差の設計目標 ( $\pm 1.5^{\circ}$  以内) を満足しないものが 1 ~ 2 例あるが、ほとんどのものが目標を満たしており、その平均値はそれぞれ  $0.18 \text{ dB}$  ならびに  $0.92^{\circ}$  という小さな値である。このように振幅偏差や角度誤差が小さく、かつ温度特性も良好なものを得るため変調用のシリコンシ

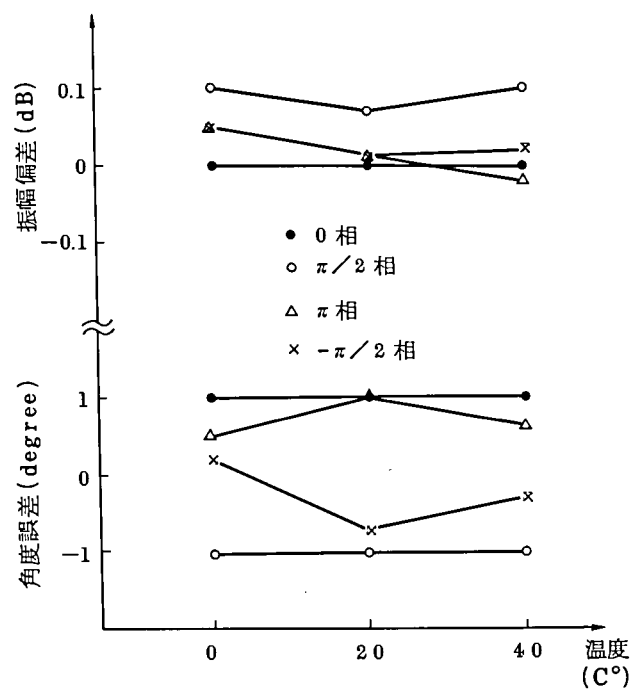


図 2.50 変調角度誤差・振幅偏差

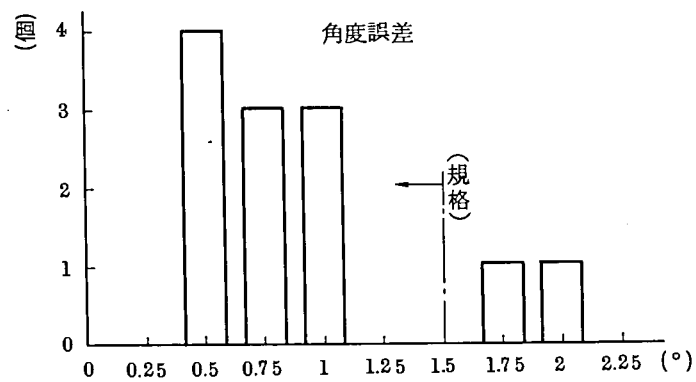
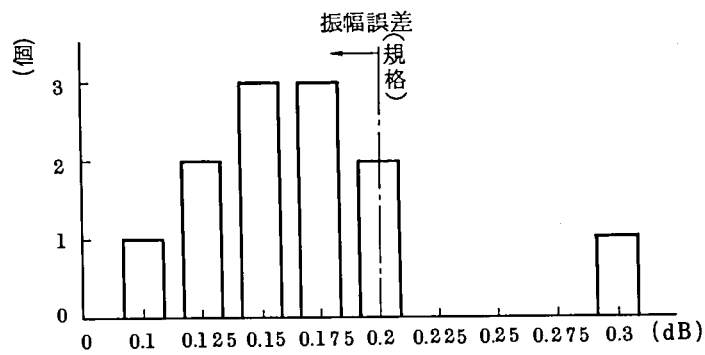


図 2.51 変調部振幅・角度誤差の分布  
(全温度における最大値)

ショットキバリアダイオードとして特性のそろっているものを用いた。さらに 1.7 GHz 帯における変調であるため、4 GHz 帯の場合に比べ測定精度が向上し調整しやすくなっていることも良好な特性が得られた理由と考えられる。図 2.5 2 にリサージュ図の一例を示す。

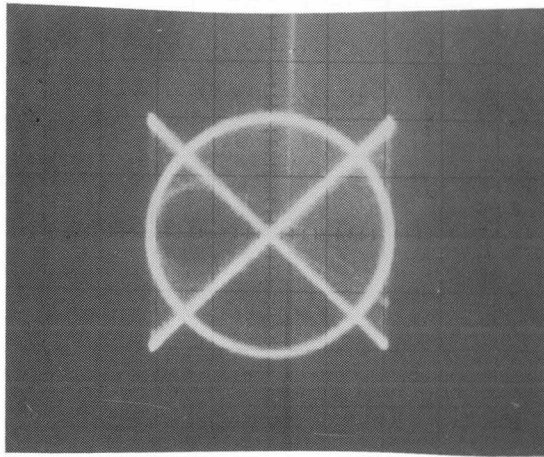
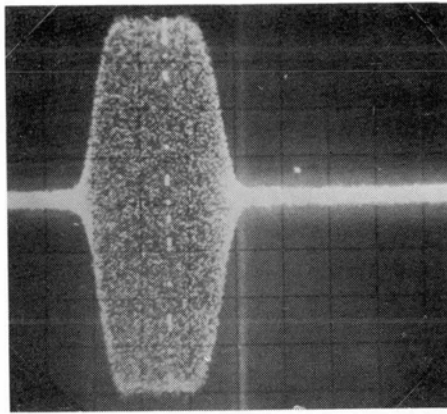


図 2.5 2 変調部リサージュ波形

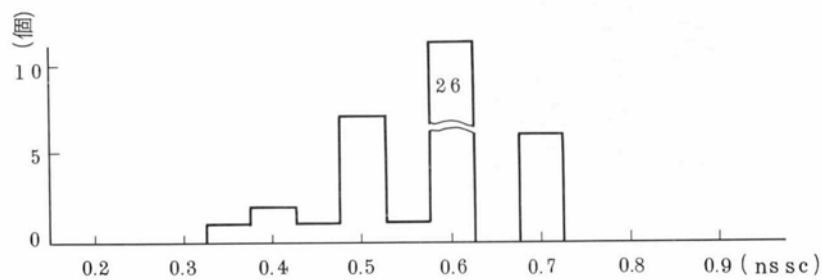
( c - 3 ) 変調波の立上りおよび立下り時間

図 2.5 3 は、変調出力波形 ( 図 2.5 4 の a 点で観測 ) を示すものである。図 2.5 3 すなわち 0 相 -  $\pi$  相 - 0 相の変化をしている単一パルスに対し同期包絡線波形をあらわしている。この写真からパルスの立上り立下り時間は約 0.5 ns であることが読みとれる。またこの波形の縦方向電圧を十分に拡大して、単一パルス前後の不要波・エコーを観測することにより、このレベルがパルスの最大値に比較して - 32 dB 以下であることが確認できた。このことは 2.3 節で述べた不要波発生抑圧の手法が有効であることを示していると考えてよい。図 2.5 3 (b) では図 2.4 8 の a 点で観測した変調波の立上り時間のヒストグラムを示す。図からわかるように、ほとんどすべての測定値が 0.6 ns 以下に入っており設計目標 ( 0.7 ns 以下 ) を十分満足している。同図(c)には、2 相位相変調回路部分の拡大図を示している。整合分波回路を集中定数素子で実現しており、きわめてコンパクトな変調回路を得ることができた。以上 ( c - 1 ) ~ ( c - 3 ) に変調部の設計目標のうち 2, 3 の主要な項目を選んで、その特性を示したが、これらのことから、W-40 G 方式用として設計した 1.7 GHz 帯変調回路は設計目標を十分満足し、かつきわめて安定な性能を示すことがわかった。

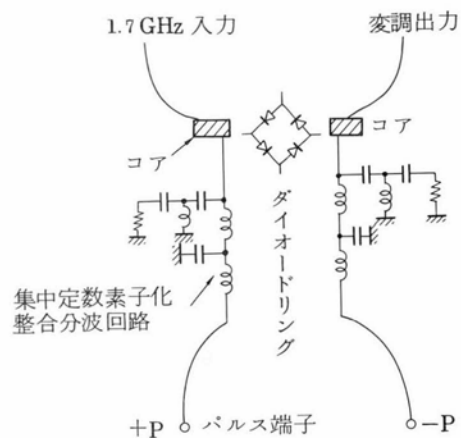
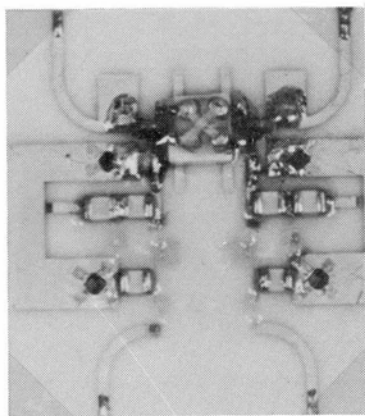


H: 1 ns/div

(a) 変調器出力同期包絡線波形



(b) 立上り時間分布



(c) リング変調器部分 ( $0/\pi$  変調器)

図 2.5 3 変調出力波形と変調回路概観

## 2. 6 4 相位相変調器過渡位相特性の等化

2. 5. 4 でも述べたようにマイクロ波帯リング変調器は立上り時間が早い、直交成分発生が比較的小さい、ジッタが少ないなどの特長を有する。しかしリング変調器に起因する直交成分発生 of 符号誤り率特性への影響については明らかでなく、検討を行なう必要があった。またこの

問題の解決策についても検討を行なった。<sup>(31)(32)</sup>

P S Kに用いる位相変調器の特性としては変調入力のある値を境に、0 相あるいは $\pi$  相を発生し過渡的な状態その他においても他の相が発生しないものが望ましい。しかし実際の変調器ではダイオードの内部容量により位相遷移時に直交成分が発生し、変調器形式により種々の軌跡を画くことになる。この様な特性の変調器を用いてP S Kを行なうと、過渡的に発生する直交成分は他の相への干渉波となり、通信品質を劣化させる。この過渡位相の影響について、サーキュレーター形変調器の縦続接続形については従来2,3 の検討がなされている。<sup>(50)(51)</sup>

しかし、その解決策や等化方法については変調器形式にもよるが言及されていない。ここでは、平衡形変調器等によく見られるS字形過渡位相特性に着目して検討を行ない、ダイオードの内部容量に起因する過渡位相特性の影響について定量的に求めた。また、この型の過渡位相特性に関しては比較的簡単な等化回路によって等化の可能性があることを見出した。<sup>(30)~(32)</sup>

以下、リング変調器のような過渡位相特性をもつ2 相位相変調波を並列合成して4 相位相変調波を得る回路を主体に、これらの検討結果を示す。

#### a) S 字形過渡位相特性

リング変調器の特性は、平衡型特有のものと考えられるが一般にその過渡軌跡は図 2.5 4 の如くS字形をしている。位相切換時に発生する直交成分はダイオードの内部容量に起因するものであるから、当然このS字特性は使用するダイオードの他に、搬送波周波数、搬送波レベル

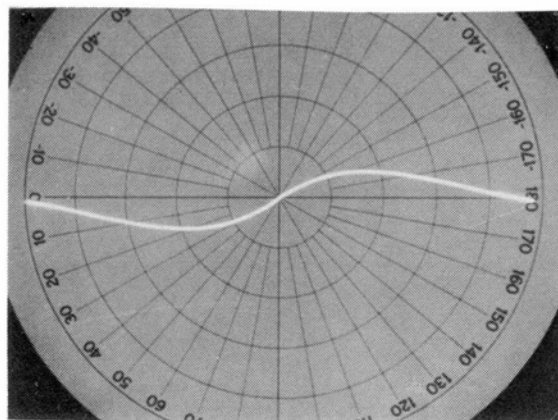


図 2.5 4 リング変調器の過渡位相特性の例

ルなどにより異なるものである。しかし2~3 のマイクロ波帯リング変調器について測定したところ概略同様の過渡軌跡を示すことが確認された。

また、2.4 節で述べた、通過形経路差切換変調器についても、図 2.2 7 に示すようにS字形の過渡位相特性を持っている。したがってこの様なS字状特性の変調器を含んだ4 相P S K伝

送系について計算機を用いてアイパターンを求め、符号誤り率特性の劣化を調べた。また、このS字状特性の等化について検討した。

#### b) 計算モデル

変調器の過渡特性が4相PSK総合伝送特性にどのように影響するかについて2つのパラメータを考えることができる。1つは変調軌跡の歪みの程度であり、もう1つのパラメータは変調入力パルスの立上がり時間である。この2つのパラメータはそれぞれ発生する直交成分の振幅、およびスペクトラムの広がりを決定することになる。

##### (b-1) S字状変調特性

リング変調器の過渡軌跡は前述のとおりS字状をしている。この実際の測定結果からみて、この形はほぼ正弦波で近似できると思われる。したがって計算の簡便上この様に仮定した。発生する直交成分の振幅、すなわち歪みの大きさを表わすパラメータAを図2.55の如く定めた。すなわち、図2.54の過渡軌跡を $y = A \sin(\pi x)$ と表わすこととした。

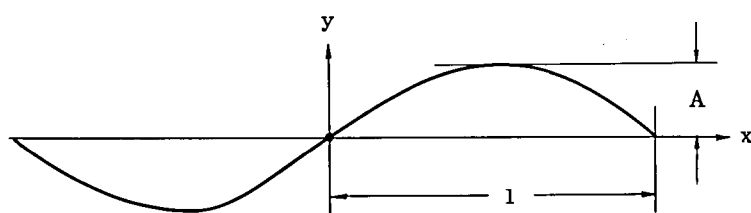


図 2.55 パラメータAの定義

##### (b-2) 伝送系モデル

アイパターンを求める計算ブロック図を図2.56に示す。伝送系全体の帯域制限は $BT = 1$  ( $B$ :帯域幅,  $T$ :パルス幅)のガウス形とした。また、パルスパターンとしては、中心±2

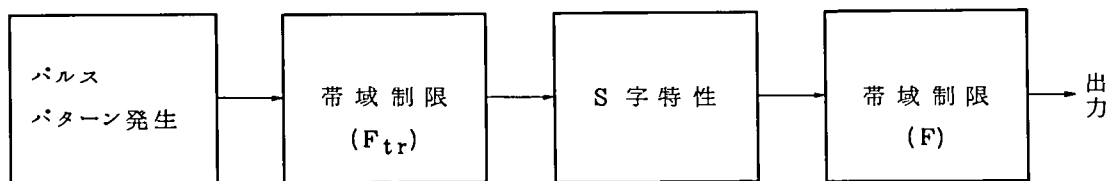


図 2.56 計算ブロック図

タイムスロットまで考慮して合計5ビットのパルスでアイ・パターンを計算した。

先に述べたとおりS字状変調特性の総合伝送特性への影響を求めるにあたっては、変調入力パルスの立上がり時間を問題にしなければならない。ここでは入力パターンを理想的なパルスで与え、図2.56中の $F_{tr}$ により立上がり時間に相当する必要な帯域制限を加えている。 $F_{tr}$ の帯域制限特性と、実際に観測される立上り時間との関係は、

$$B_r t_r = 0.679$$

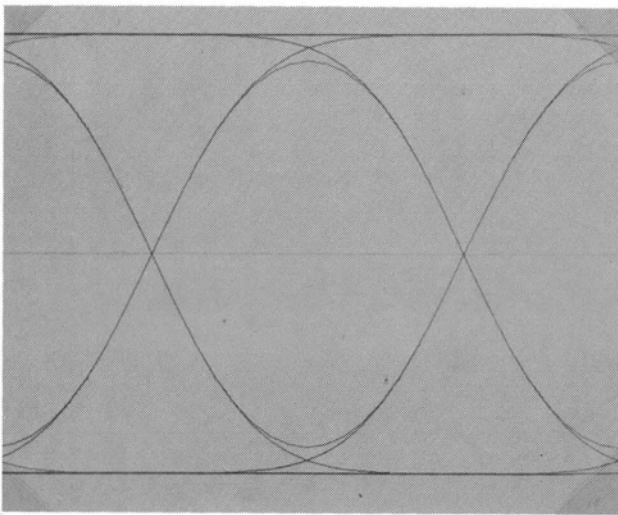
(但し,  $B_r : F_{t_r}$  の 3 dB 低下帯域幅,  $t_r$  : 立上り時間)である。

また, 総合の帯域制限が  $BT = 1$  となる様に残りの帯域制限をフィルタ  $F$  にもたせた。

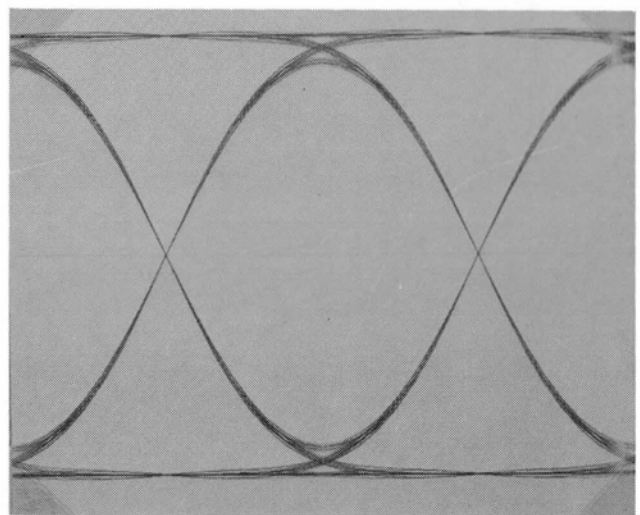
c) 計算結果

(c-1) アイパターン

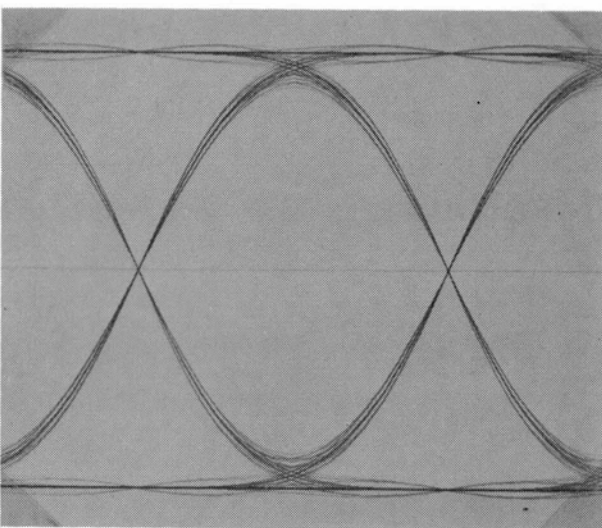
パラメータ  $A$  および  $t_r/T$  のいくつかの例について前述のモデルにより計算したアイパターンを図 2.57 (a)~(d) に示す。(a) は  $A = 0$  の場合, すなわち直交成分の発生のない理想的な変調



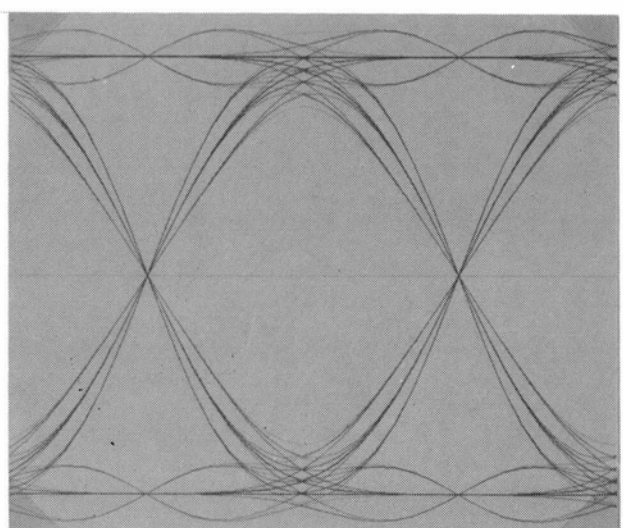
(a)  $A = 0$



(b)  $A = 0.1 \quad t_r/T = 0.28$



(c)  $A = 0.2 \quad t_r/T = 0.28$



(d)  $A = 0.3 \quad t_r/T = 0.4$

図 2.57 S 字状過渡位相特性の波形伝送にあたえる影響

器の場合のアイパターンである。これは理想的な  $BT=1$  のガウス伝送系における同期検波波形とみることができる。(b)~(d)は  $A$  と  $t_r/T$  の組合わせについて計算を行なった結果である。

4 相 PSK の場合に変調器の S 字特性により直交チャネルからの干渉波は、帯域制限を受けてタイムスロット中心でのアイの開きに影響を与えている。また図から明らかとなりこの干渉波はタイムスロットと隣接タイムスロットとの中間で常に 0 となる。したがって変調器の S 字状特性はパターンジッタの原因とはならないことがわかる。

#### (c-2) アイ劣化特性および誤り率劣化特性

各パラメータの値に対するアイの劣化についてまとめたものを図 2.58 に示す。アイの開き

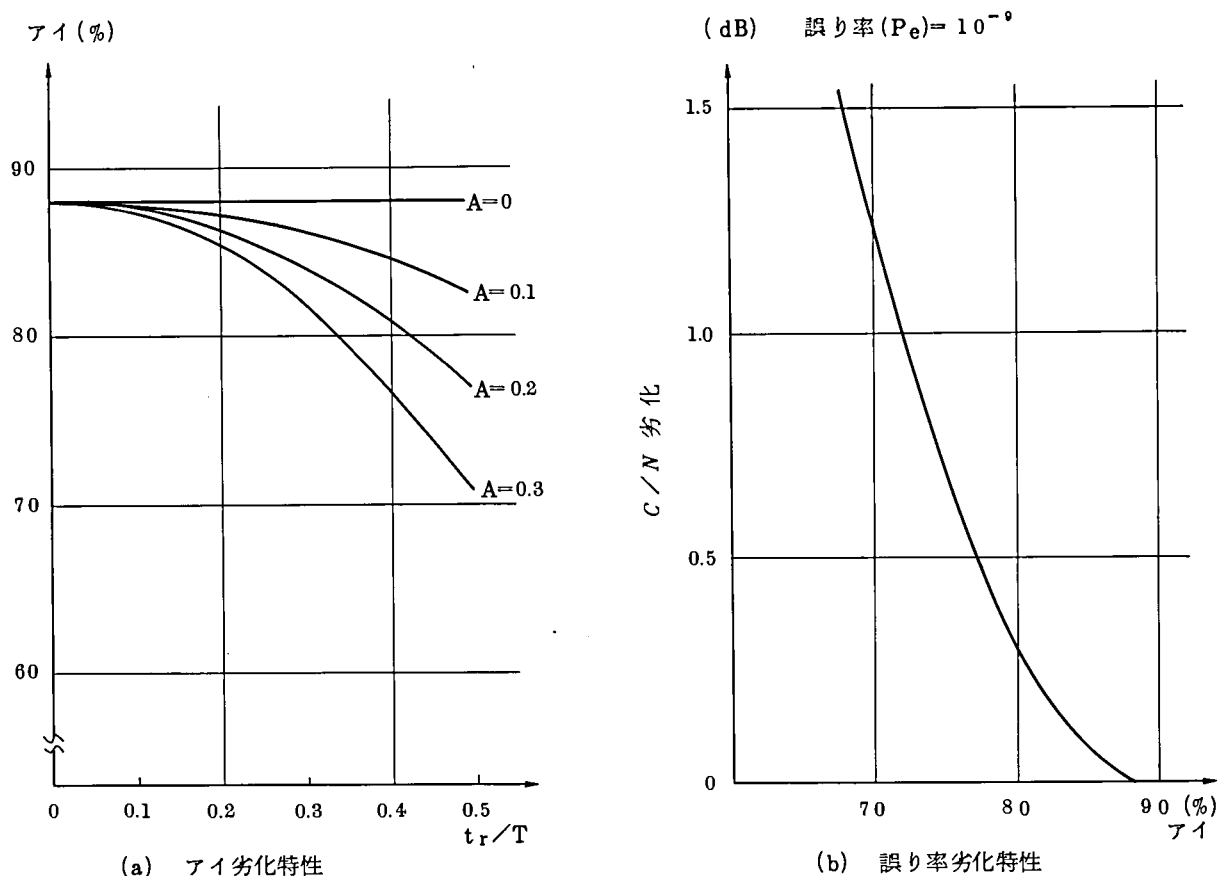


図 2.58 変調器 S 字状過渡位相特性の誤り率特性におよぼす影響

は「0」の連送時のレベルと「1」の連送時のレベルとの間を 100% とし、タイムスロットの中心で、最も狭まった値を%で表わしたものである。伝送系の総合帯域制限特性が  $BT=1$  のガウス型であるので、変調器での直交成分の影響のない理想状態でのアイの開きは約 88% である。変調器で発生する直交成分の影響が小さくなるにしたがい、当然アイはこの値に近づく。パラメータ  $A$  に関してはアイの劣化量は一次で比例している。これは、計算モデルにおい



て変調以後の回路が全く線形であることから容易に理解できる。 $t_r/T$  に関しては、値が大きくなる、すなわち変調パルスの立上がり時間が大きくなるにしたがい急激にアイの劣化が起きている。

図 2.5 8 (b) は符号誤り率  $10^{-9}$  を得るのに必要な  $C/N$  (搬送波電力対雑音電力比) 値について、S 字特性の劣化がない場合にくらべてどれだけ余分に必要かを「 $C/N$  劣化」という表現で示したものである。直交歪がなく、 $BT=1$  のガウス形帯域制限をした場合 (アイの開き、約 88%) を比較の基準としている。同図 (a) からアイの開きを求めれば、(b) によってその時の  $C/N$  劣化を知ることができる。なお、 $C/N$  劣化の計算 (誤り率特性の計算) では、最悪パターンによる評価ではなく、マーク率  $1/2$  として種々のパターンの生起を考慮している。

#### (d) S 字特性の等化

以上述べてきたように、多相 PSK では変調器のもつ S 字状の変調位相特性が伝送品質の劣化要因となることがわかった。したがって、この劣化要因である S 字特性をスペクトラム上あるいは時間波形上での操作をすることにより等化できれば非常に好ましい。そこで、試みに理想変調器で変調を行なった場合と、S 字特性をもつ変調器で変調した場合とをその変調波のスペクトラムで比較を行なった。その結果、入力パターンによらず、この 2 つのスペクトラムの比は一定となることを確認した。これは本来非線形な歪である S 字特性だが、パルスの大きさと立上がり時間が決定されれば見掛け上線形な歪と見なされることを示しており当然線形なフィルタを用いて変調器の S 字特性は等化されることを表わしている。このスペクトラムの比、すなわち等化用フィルタの特性を図 2.5 9 に示す。S 字特性をもつ変調器により変調した場合のスペクトラムは理想変調波に比較して振幅特性は周波数軸上で広がる傾向にあり、遅延特性は帯域の中心付近ではほぼ一次の傾斜特性であることがわかる。

図 2.5 9 で表わされるフィルタが実現できれば変調器の S 字特性は完全に等化できる。しかし計算して得られた特性のうち必要な部分は当然伝送されるスペクトラムの主要な部分のある帯域内ということになる。したがって伝送帯域幅  $B (= 1/T)$  内附近のみ考慮すると、振幅特性は平坦であり遅延特性は多少の歪みはあるが、ほぼ周波数に関して負の一次傾斜の遅延特性とみることができる。こうした一次遅延特性で近似した等化フィルタを先の計算プログラムに附加した場合に計算されたアイパターンを図 2.6 0 (a)~(b) に示す。図 (a) は S 字歪みのパラメータ  $A = 0.2$ 、 $t_r/T = 0.28$  の場合 (図 2.5 7 (c) に相当) に等化フィルタとして  $-0.064 T^2 (sec/Hz)$  の一次遅延傾斜のものをを用いた場合、(b) はパラメータ  $A = 0.3$ 、 $t_r/T = 0.4$  の場合 (図 2.5 7 (d) に相当) に等化フィルタとして  $-0.23 T^2 (sec/Hz)$  の一次遅延傾

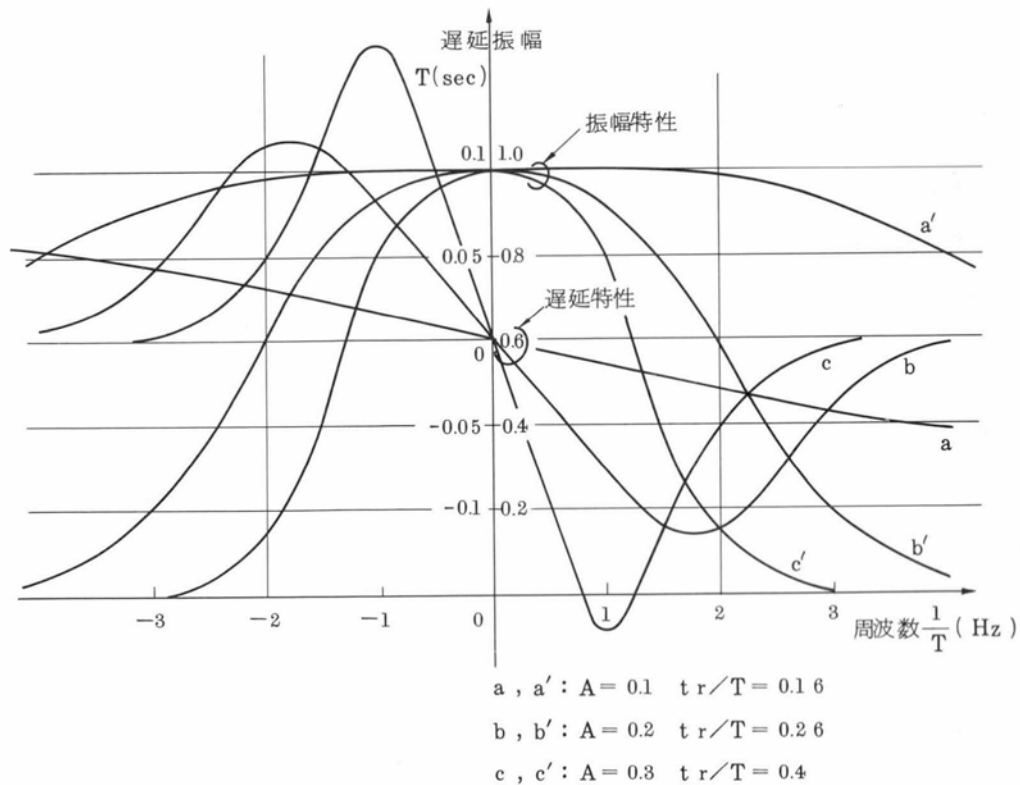


図 2.5.9 等化特性

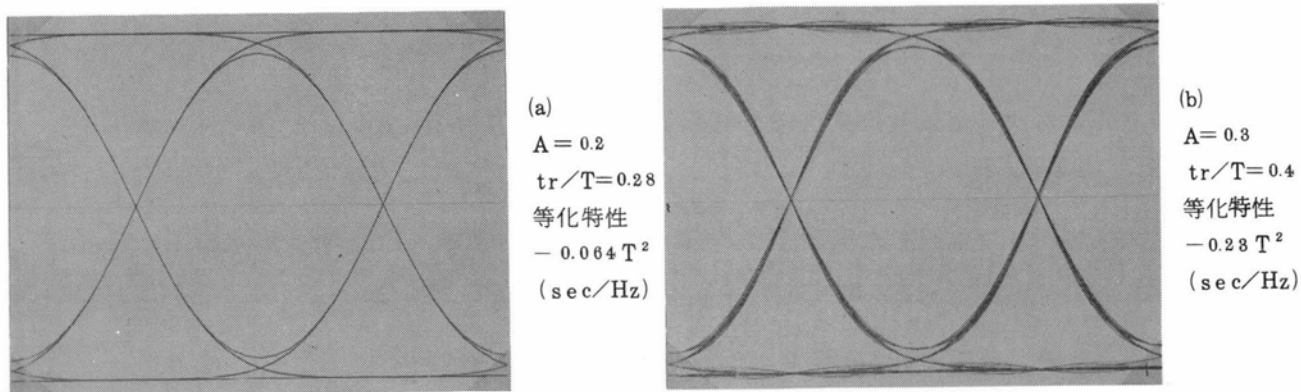


図 2.6.0 等化後のアイパターン例 (計算)

斜特性のものを附加した場合の計算出力アイパターンである。明らかに等化の効果が現われており、一次遅延傾斜による等化フィルタの有効性が確かめられた。

#### e) 実験検討

2.5.4 で述べた 400 MB 4 相リング変調器を対象に実験的な確認を行なった。実際に観測される 1.7 GHz 帯リング変調器の S 字特性歪量  $A$  は図 2.5.4 にその 1 例を示したように 0.1 ~ 0.2 であり、また立上り時間は図 2.5.3 に示したように約 0.6 nsec ( $t_r/T \cong 0.25$ ) である。このパラメータでは図 2.5.8 から C/N 劣化として約 0.2 dB 程度と考えられる。したがって、特に等化を必要とする劣化量ではないが、等化の効果を確認するため実験を進めた。図

2.61に図2.59から計算される歪量A，立上り時間 $t_r/T$ と最適な一次遅延等化量を示したが，上記のリング変調器に対しては約 $-0.3 \sim -0.4 \text{ ns/GHz}$ が最適な値となることがわかる。実際にはこのようにわずかな傾斜の遅延等化器を製作するには困難があるのでここでは

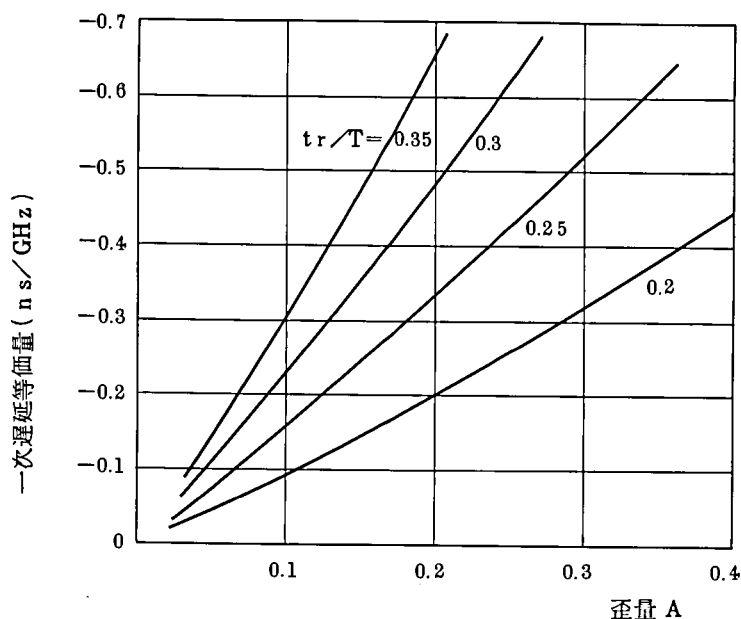


図 2.61 立上り時間，歪量と最適一次遅延等価量

約 $-0.5 \text{ ns/GHz}$ の等化器を試作し実験に用いた。図2.62に実験結果の例を示すが，等化の効果は認められ，誤り率 $10^{-9}$ 点において約 $0.3 \text{ dB}$ の $C/N$ 改善が得られた。この結果は，図2.58の解析結果ともほぼ一致するものであり，ここに実験によっても，変調器のS字特性が，一次遅延等化器によって等化されることを確認することができた。

W-40G方式用に開発した $1.7 \text{ GHz}$ 帯4相位相リング変調器は，直交歪の少ないものであり，等化の必要は特になくことを理論的，実験的に確認したわけであるが，この等化の技術は，さらに高速変調を行なうような場合（すなわち $t_r/T$ が大きな値とならざるを得ない場合）には，簡便で有効なものとなろう。<sup>(32)(52)</sup>

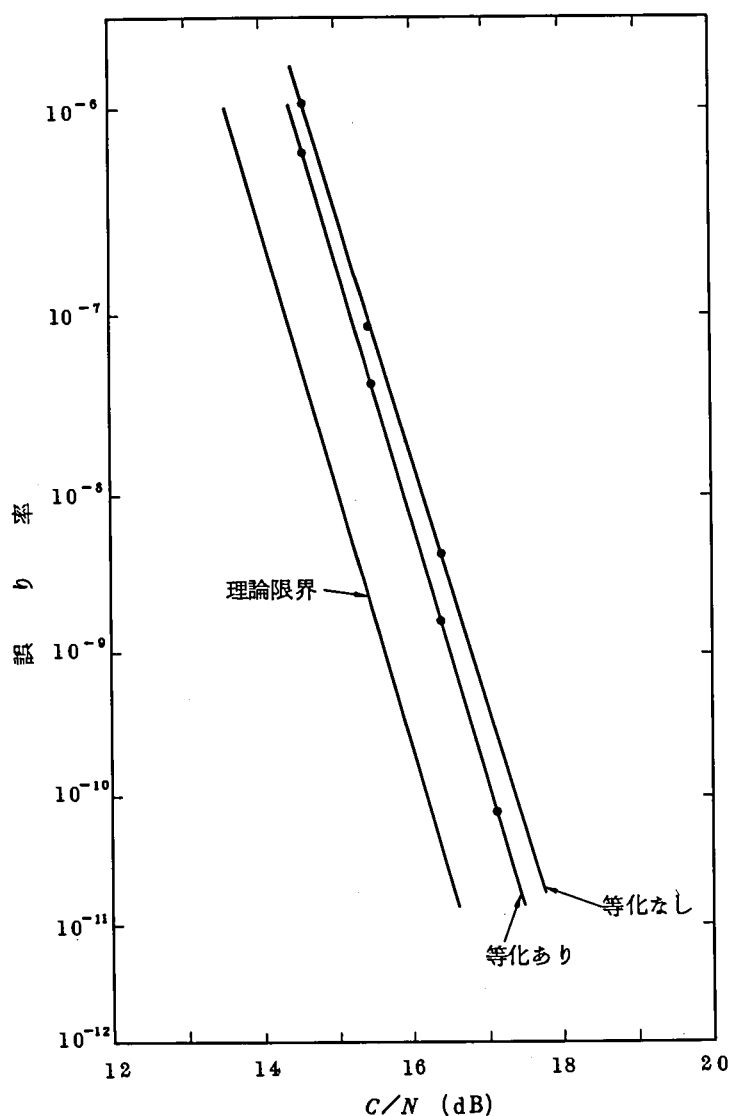


図 2.6.2 変調器 S 字過渡位相特性等化の実験結果例

## 2.7 第 2 章のまとめ

ミリ波導波管伝送の基本技術のひとつである高速位相変調につき，変調器設計法の検討，実験的検証などを行ない，設計技術の確立をはかった。ミリ波導波管伝送用として，極力高速で多値のものであること，耐歪雑音特性に優れた高性能，高品質の変調波を得ることの互に相反する 2 点の要求条件を満足することが重要事項であったが，新しい設計法，回路構成の提案によりこれを達成することができた。すなわち，クロック周波数 400 MHz で 4 値伝送（4 相位相変調符号伝送速度 800 Mb/s）を行なう変調器を実現し，立上り立下り時間が速く（0.7 nsec 以下），角度誤差，直交歪発生の少ない（ $\pm 1^\circ$  以下，直交歪による C/N 劣化

0.2 dB 以下)特性など耐歪雑音特性としての要求条件を満足するものを得ることができた。

主要な結果をまとめると、

- (1) 高速変調における歪要因を考慮し、被変調搬送波周波数と変調パルス繰返し周波数との関係について定量的に明らかにした。
- (2) ダイオード回路のまわりに整合分波回路をおいて搬送波源、パルス源、変調出力端子と接続するという新しい考え方を中心に超高速における位相変調器の設計法を明らかにした。
- (3) 通過形経路切換変調器の新回路構成と最適設計法を示し、4 GHz 帯にて高性能な 800 Mb/s 4 相 PSK 変調器を実現した。
- (4) 搬送周波数を下げた 1.7 GHz 帯においての設計法を明らかにし、一重平衡形変調器(コーワン形変調器)、二重平衡形変調器(リング変調器)など平衡形変調器の優位性を定量的に明らかにするとともに、実験によって高性能な変調波が得られることを示し、1.7 GHz 帯 800 Mb/s 4 相位相変調回路を実用化した。
- (5) S 字状過渡位相特性の伝送特性に及ぼす影響を定量的に明らかにするとともに、一次遅延等化器によりこれを等化できることを新たに提案し、実験によって等化の効果を確認した。

以上、ストリップライン化さらには集中定数素子化した小形・高性能な 800 Mb/s 4 相 PSK 変調器の設計技術確立し実用化した。世界的にもこのような高速高性能な多値(4 相)のマイクロ波変調技術が実用化された例はない。これは W-40 G 方式<sup>(4)</sup>に用いているものであるが、単に導波管伝送に限らず、マイクロ・準ミリ波通信などにも応用できるものであり、また今後の一層の高速化・多値化の基盤技術となるものである。すでに、この技術の基礎の上に、新しい高速変調<sup>(46)</sup>、多値変調<sup>(53)</sup>の技術を切り開いている。

## 第3章 高速デジタル再生中継の基本 (Ⅱ) — 高速復調再生回路

### 3.1 序

ミリ波導波管伝送方式では、経済的な方式とするために1ミリ波チャンネルの大束化が必要であり、高速の復調・識別再生回路が必要である。特に、最終的には4相PSK信号の高速伝送を目途としているから4相PSKという多重信号に対し高速のものを必要とする。

2章でも述べたように導波管伝送では空間伝送などと異なり、モード変換、再変換により熱雑音と等価な歪雑音が導波管線路で発生するので、復調・識別再生回路としては耐歪雑音特性の優れた高性能なものである必要がある。変調の場合と異なり、復調においては、もう一点考慮しなければならない重要な外部条件がある。それは、搬送周波数が43～87GHzと、これまでに実用化されたマイクロ波、準ミリ波通信などと異なり数倍～10倍近く高いので、局部発振器の周波数安定度が同じであっても、絶対周波数が数倍～10数倍変動することとなる。復調回路は入力信号の周波数変動に対し広い追従範囲をもち、且つその範囲の全域にわたって動作特性上の劣化が<sup>(1)(2)</sup>あってはならない。

高速性とこのような高性能特性とは互に相克する目標であり、同時に満足するためには、新しい創意を加える必要があった。また、第2章でも述べたように、本研究では最終目標として、800Mb/s 4相PSK伝送をねらいとしているが、研究を始めるにあたりこのような超高速に対する先行指標となるような復調の検討例は内外に少なく、基礎技術からの積み上げが必要であった。

デジタル再生中継では、中継装置で微弱な受信信号を中間周波数(4又は1.7GHz)に変換・増幅し、復調部でベースバンド信号に検波した後、識別器で“1”、“0”判定を行なう。高速で高性能な特性を得るためには、次の技術がとりあえず最も重要であろうと考えた。すなわち、

1. 広帯域(帯域幅800MHz以上)、低歪特性(エコー、もれこみ、直交干渉等の少ないもの)の振幅検波、あるいは位相検波回路の実現
2. 識別器識別不確定領域が搬送波デジタル信号再生特性に与える影響の定量的な把握と識別不確定領域の小さい高速識別回路の実現
3. 周波数変動に対し広範囲な追従特性をもち、しかも追従範囲の全域で特性の劣化が小さい復調回路の実現。

これらの技術の達成には、基礎技術の積み上げが必要と考え、次のようなプロセスにより最終目標である  $800\text{ Mb/s}$  4 相 P S K 同期検波復調回路実現を達成することとした。

i) 位相復調の基本は振幅変調波の検波・識別が基本となるから、最初に A S K 信号に対する識別不確定領域の影響を定量的に求め、設計目標を明らかにするとともに、エサキダイオード対を用いた新しい高速高感度の振幅識別回路を提案し、設計目標を十分満足するものを得た。<sup>(3)(4)</sup>

ii) i) の技術を基礎に、これを位相検波回路に発展させ、高速の位相識別回路を実現した。<sup>(5)(6)</sup> 本回路を試案の階段変調  $\pi/4$  シフト 4 相 P S K 伝送方式 ( 符号伝送速度  $800\text{ Mb/s}$  )<sup>(7)</sup> の総合中継実験に用い、設計目標を十分満足するものであることを確認した。なお、 $\pi/4$  シフト伝送方式には遅延検波方式復調が適しているので、この方式による復調部設計法を明らかにした。<sup>(8)</sup>

iii) ii) で  $800\text{ Mb/s}$  4 相 P S K 伝送に対する復調特性の技術課題が明確なものとなったので、これを基礎に同期検波復調回路の設計法を明らかにした。ここでは、先述の広い周波数範囲の捕捉と、新しい無定位制御回路の提案により、周波数変動に対し特性劣化の少ないものを実現している。<sup>(9)~(11)</sup> これは W - 4 0 G 方式用中継装置に用い、総合的な現場試験で設計目標通りの動作特性が得られていることを確認している。<sup>(12)~(14)</sup>

以下節を追って詳述するが、3.2 節では振幅変調搬送波パルスに対する高速の検波・識別回路、3.3 節では位相変調搬送波パルスに対する高速検波・識別回路、3.4 節では  $800\text{ Mb/s}$  4 相 P S K 伝送に対する遅延検波方式復調回路の設計と動作特性ならびに同期検波方式復調回路の基本技術について順次論じている。

### 3.2 高速振幅識別回路

#### 3.2.1 振幅変調搬送波パルス識別の符号誤り率特性 —識別不確定領域の影響—

振幅変調 ( A S K ) パルスの識別において、特に問題となるのは、高速になればなるほど識別感度が落ちる、すなわち識別不確定領域 ( 1 か 0 かを誤まって判定するかもしれない不感帯となる部分 ) が広がるという点である。これは高速になればどうしても検波感度、増幅利得が下るとともに、識別回路の動作不確定の領域が一般には広がるからである。そこで、まずはじめに A S K パルスを識別するに際し、しきい値を中心として、ある幅の不確定領域がある場合の

C/N 対誤り率特性の劣化に対する理論的検討を行なった。この点については筆者の知るかぎり検討例がない。なお、ベースバンドパルスに対するこの種の検討については、すでにいくつかの報告がある。<sup>(15)</sup> ここでは雑音の性質が異なる（例えば検波出力には負方向に分布する出力はないなど）ので新たに検討する必要性が生じた。高速では、不確定領域の存在をある程度許容する必要があり、そのためには劣化の度合を定量的に把握する必要がある。識別不確定領域内では、 $1/2$  の確率で符号誤りを生じるものと仮定すると、符号誤り率は、次式で与えられる。<sup>(4)</sup>

$$P_e = p_M \left[ \int_0^{\rho_1} q_1(\rho) d\rho + \frac{1}{2} \int_{\rho_1}^{\rho_2} q_1(\rho) d\rho \right] + p_S \left[ \int_{\rho_2}^{\infty} q_2(\rho) d\rho + \frac{1}{2} \int_{\rho_1}^{\rho_2} q_2(\rho) d\rho \right] \quad (3.1)$$

ここで  $q_1(\rho) d\rho$  ; 搬送波パルスがマークのときパルス振幅が  $\rho$  と  $(\rho + d\rho)$  との間に落ち込む確率

$q_2(\rho) d\rho$  ; スペースのときパルス振幅が  $\rho$  と  $(\rho + d\rho)$  との間に落ち込む確率

$p_M$  ; マークとなる確率

$p_S$  ; スペースとなる確率 ( $= 1 - p_M$ )

$\rho_1 - \rho_2 = \Delta\rho$  ; 不確定領域幅

ただし  $\rho_1, \rho_2, \Delta\rho$  は信号振幅を 1 (雑音が相加されない状態) として、規格化したものである。

今簡単のため符号間干渉、ならびにチャンネル間干渉がない場合について考える。

このとき

$$\int_0^{\rho_0} q_1(\rho) d\rho = \sqrt{\rho_0} \Phi(y_0) \quad (3.2)$$

$$\int_{\rho_0}^{\infty} q_2(\rho) d\rho = e^{-\rho_0^2/2\sigma^2} \quad (3.3)$$

であるので<sup>(4)</sup>

$$P_e = \frac{p_M}{2} [\sqrt{\rho_2} \Phi(y_2) + \sqrt{\rho_1} \Phi(y_1)] + \frac{p_S}{2} [e^{-\rho_1^2/2\sigma^2} + e^{-\rho_2^2/2\sigma^2}] \quad (3.4)$$



ただし

$$\phi(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi} e^{-\tau^2/2} d\tau \quad ( : \text{誤差関数} ) \quad ( 3.5 )$$

と表わすことができる。ここに

$$y_1 = \sqrt{2R}(1-\rho_1), \quad y_2 = \sqrt{2R}(1-\rho_2), \quad y_0 = \sqrt{2R}(1-\rho_0)$$

$$R = \frac{1}{2\sigma^2} \quad ( : \text{すなわち } C/N )$$

ここで、式(3.2)は、本研究において新しく導入した誤差の少ない近似式であり、導出の詳細については第4章で論じる。各C/Nで $P_e$ が最小となるよう $\rho_1$ ならびに $\rho_2$ を選ぶとして、 $\Delta\rho = (\rho_1 - \rho_2)$ をパラメータとした場合式(3.1)の計算結果を図3.1に示す。

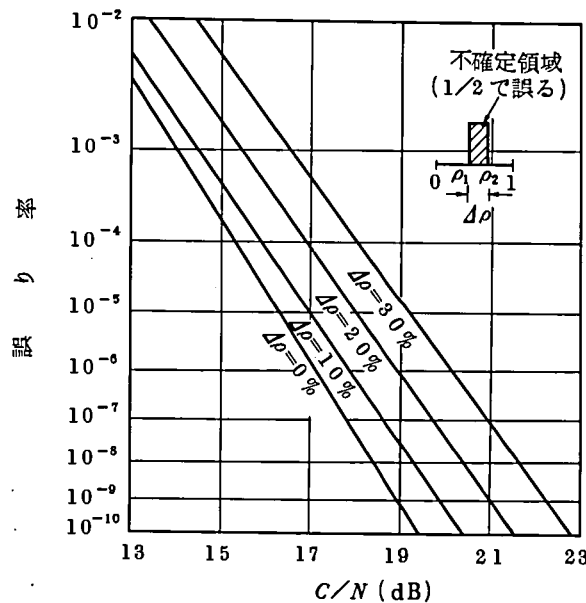


図 3.1 振幅変調において、識別不確定領域がC/N対誤り率特性に及ぼす影響 (理論値) ( $\rho_H = \rho_S$ )

つぎに、識別不確定性がC/N劣化にどの程度影響を及ぼすかを、誤り率 $10^{-9}$ に対して評価すると図3.2のようになる。

この図から明らかなように、C/N劣化を1 dB以下とするためには識別不確定領域は1%以下でなければならないことがわかる。同図で点線は、このC/N劣化の量を手軽に求めるために以下に示す近似式によって計算したものである。すなわち、

$$C/N \text{ 劣化 (dB)} = -20 \log(1 - \Delta\rho) \quad ( 3.6 )$$

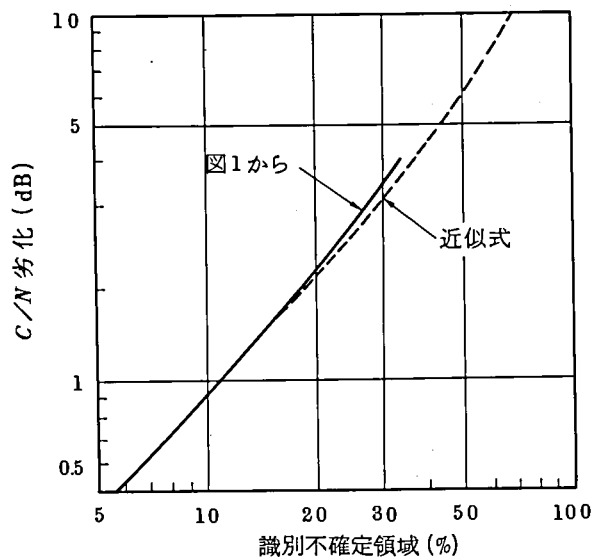


図 3. 2 振幅変調搬送波パルス識別において，識別不確定領域が存在するための  $C/N$  劣化（誤り率  $10^{-9}$ ）

この式は識別不確定領域の存在は，等価的に信号レベルとしきい値との距離が不確定領域の分だけ，せばまったと考えられることから，このように表現できる。近代式（3.6）はこのような意味から出てきた式であり，図 3.2 に示すように，正確な理論式（図 3.1）から求めたものと，かなりよく一致している。したがって誤り率劣化の少ない場合に，不確定領域の影響を近似式（3.6）で評価しても，それほど大きな誤りはない。

### 3.2.2 高速に適した検波識別器

3.2.1 で示したように識別不確定領域は信号の  $1/10$  以下である必要がある。識別回路の候補としてはトンネルダイオード対によるもの<sup>(16)</sup>，トランジスタ回路によるもの<sup>(17)</sup>の2種類が考えられる。トランジスタ回路では必要な高感度の識別動作を得るためには広帯域な直流増幅器を必要とするが，前者のエサキダイオードを用いる場合には検波電流を直接識別できる可能性が考えられた。そのような構成によれば，回路が簡単化される利点も生れるのでこの点に着目して，トンネルダイオード対回路を生かした検波・識別回路につき検討を行なった。

ここに新しく提案する振幅識別器は中間周波 4 GHz 検波器と識別トンネルダイオードとが直結している点が回路の基本となっている。本回路は，数百メガボア（MB）以上の最初のミリ波総合中継実験用<sup>(18)</sup>に設計したもので，クロック周波数 22.5 MHz で動作することを目途とした。回路の具体的な構成を図 3.3 (a) に示す。<sup>(4)</sup>

4 GHz の検波器から得られる検波電流はトンネルダイオード対回路（ $TD_1$ ， $TD_2$ ，以

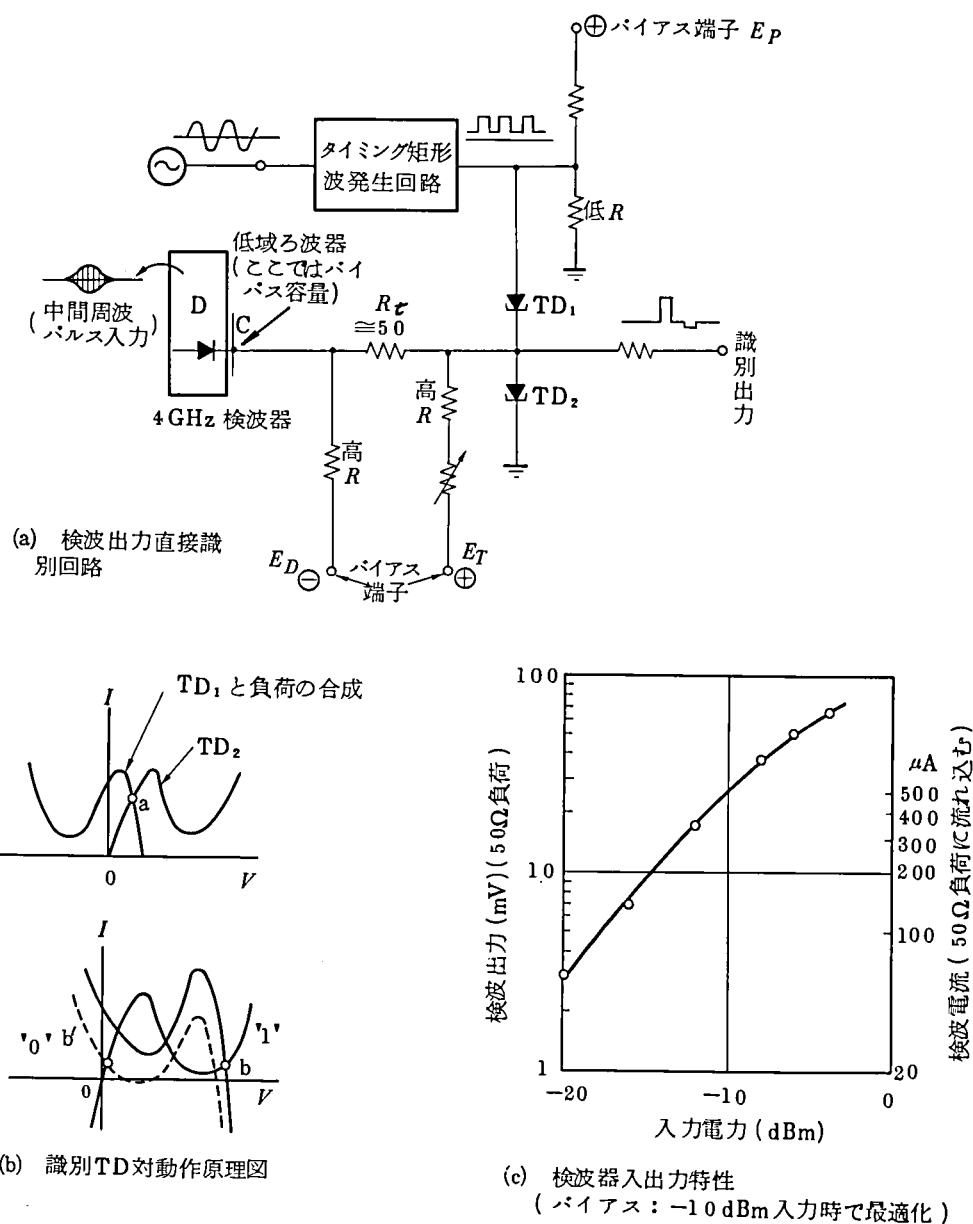


図 3.3 識別回路とその動作原理

下識別TD対と略称) からなる識別回路<sup>(16)</sup>に導き、ここでタイミング矩形波の立上り時点で“1”か“0”の判定を行うようにする。同図(b)は識別TD対を山電流比較のモードで用いる場合の動作原理を示すものである。TD対は、最初、タイミング矩形波の低い電圧が加わっている間、同図(b)の上図点aに示す電圧・電流の関係にある。次にタイミング矩形波が高電圧に転じたとき、TD<sub>1</sub>と負荷の合成曲線は右に移動するわけであるが、検波電流がない場合(スペースを受信した場合)は、TD<sub>1</sub>と負荷の合成曲線のピーク点(山点)はTD<sub>2</sub>のそれより低くなっているから、安定点はaからb'点に移る。もし、検波電流が流れ込んでいる場合は、TD<sub>1</sub>

と負荷の合成曲線のピーク点は $TD_2$ のそれよりもち上ることとなり、右にシフトする瞬間に安定点はaからbに移動して識別出力として大きな電圧が発生することとなる。200MB程度の高速パルスを検波するためには、検波ダイオードの負荷は50Ω程度と低いものでなければならない。そうでないと、検波波形の立上り部分がなまり、符号間干渉の原因となる（次節参照）。一方識別トンネルダイオード対（以下TD対と略す）の外部回路は高インピーダンスであることが要請される。この両者を直流～数百MHz以上の広帯域特性をもつインピーダンス整合回路でつなぐには、今のところ抵抗分流回路しかない。ところが、これでは損失が大きい（12～16dB）。ところで、系がデジタルであるから、検波器は常時最適負荷状態であっても識別時点でのみ最適負荷であればよいことに着目すれば、検波ダイオードと識別TD対を低抵抗 $R_t$ のみで直結するだけで、両者の最適な動作が得られる。すなわち、識別TD対が山電流比較動作の待機状態であれば、インピーダンスが低いから、適当な低抵抗 $R_t$ をこれに直列につなぐと検波ダイオードの最適負荷が構成される。一方検波ダイオードの出力インピーダンスは一般に高いから、検波ダイオードと識別TD対とを低抵抗 $R_t$ でつないでも、TD対の外部回路は高インピーダンス状態に保たれる。このようにして、最大の検波電流が識別対に流れ込んでいるときに識別を行えば、非常に能率の良い識別動作が得られることになる。このとき、抵抗 $R_t$ は、識別に最適なバイアス電圧と、検波に最適なバイアス電圧との直流電位差を、たえず保持する役目も持っている。

識別動作は、TD対に加わるタイミング方形波によって行なわれるわけであるが、識別動作が完了すると、TD対のどちらかが高インピーダンス状態となって検波ダイオードにとっては最適負荷でなくなる。しかし、すでにそのタイムスロットでの情報の処理は終了しているので、そのタイムスロット中の残余の時間は最適検波負荷となっていなくてもよい。つぎにタイミング方形波の反転によって、TD識別対も反転し、ふたたび低インピーダンス状態となると、最適負荷状態が再現し、つぎのパルスの識別に備えられる。

この識別器では、抵抗分流回路を用いる場合のように損失を受けることがないので高感度化がはかれる。後に詳しく述べるように、-10dBmの4GHz中間周波パルスを、識別不確定領域1/10以下で識別できることが確かめられた。なお識別時間は識別TD対の双安定動作における安定点の遷移時間であるので、300psec以下のきわめて短い時間であり、225.47MBの超高速PCMにもかかわらず、完全タイミングに近い動作が得られている。

以上が回路構成と動作の概要であるが、以下の節で、もう少し詳しく、種々の外部条件に対し、どのような動作が得られたかを述べる。

### 3. 2. 3 検波識別回路の動作特性

#### (a) 検波器の特性

200MB程度の4GHzASKパルスを検波するためには、入力側では4GHz + 300MHz以上の帯域、出力側ではDC～300MHz程度の帯域が必要である。しかも3.2.1項にも述べたように高感度でなければならない。

入力側に対する条件(4GHz + 300MHz以上)を満足するのはそれほど困難ではない。たとえばダイオード1N23WEを用いて導波管形の検波器で3.5～4.4GHzにわたって、<sup>(22)</sup>ほとんど平坦な特性のものが得られた。

このような広帯域特性のときの感度は、図3.3(c)に示すとおりである。この特性は4GHz帯広帯域検波器の感度としては、典型的な値である。

出力側に対する要求、すなわち上述の広帯域特性を満足しているかどうかは、パルス応答特性によって調べることとする。識別TD対と検波ダイオードとの間の距離を小さくして、多重エコーの減衰を早めるために、出力側には複雑な構造の、段数の多い低域ろ波回路を置くことができない。ここではその段数は2段である。

検波器の負荷抵抗の大きさは、検波出力の波形に非常に影響する。すなわち負荷抵抗が大きくなると、低域ろ波回路の容量と負荷抵抗による放電タイムコンスタントが大きくなり、検波されたベースバンド・パルスの立下り部分がなまる。本項では、負荷抵抗の大きさと波形との関係を実験的に確かめたので、これを示すとともに本検波識別器の特徴でもある、低抵抗状態のTD対と、それに直列な抵抗 $R_t$ (図3.3(a)参照)とを負荷とした場合に、検波出力波形の劣化がないかどうかを確かめる。

図3.4(a)～(c)は、検波負荷の大きさを変えたときの、検波波形の相違を示している。負荷抵抗が大きくなると、立下り部分で尾を引くようになり、符号間干渉が大きくなる。もし無限大であれば、いわゆるピーク検波特性となる。

この3種類の検波波形から、検波負荷としては50Ω前後が適当であると考えられる。つぎに図3.3(a)に示すように、検波器の負荷が、低抵抗状態のTD対と、低抵抗 $R_t$ を直列接続したものであったなら、図3.4(a)のような、理想的な検波波形が得られるかどうかを調べる。識別TD対が山電流比較動作の待機状態であるときには約5Ω前後となる( $I_p=10\text{mA}$ のTDの場合)から $R_t$ として50Ωを選べば、適当な検波負荷となろう。実際に得られた検波波形を図3.4(d)に示す。同図(a)と(d)とを比較すれば明らかなように、 $R_t=50\Omega$ の場合には、最適検波負荷の場合の動作に近いことが確かめられた。

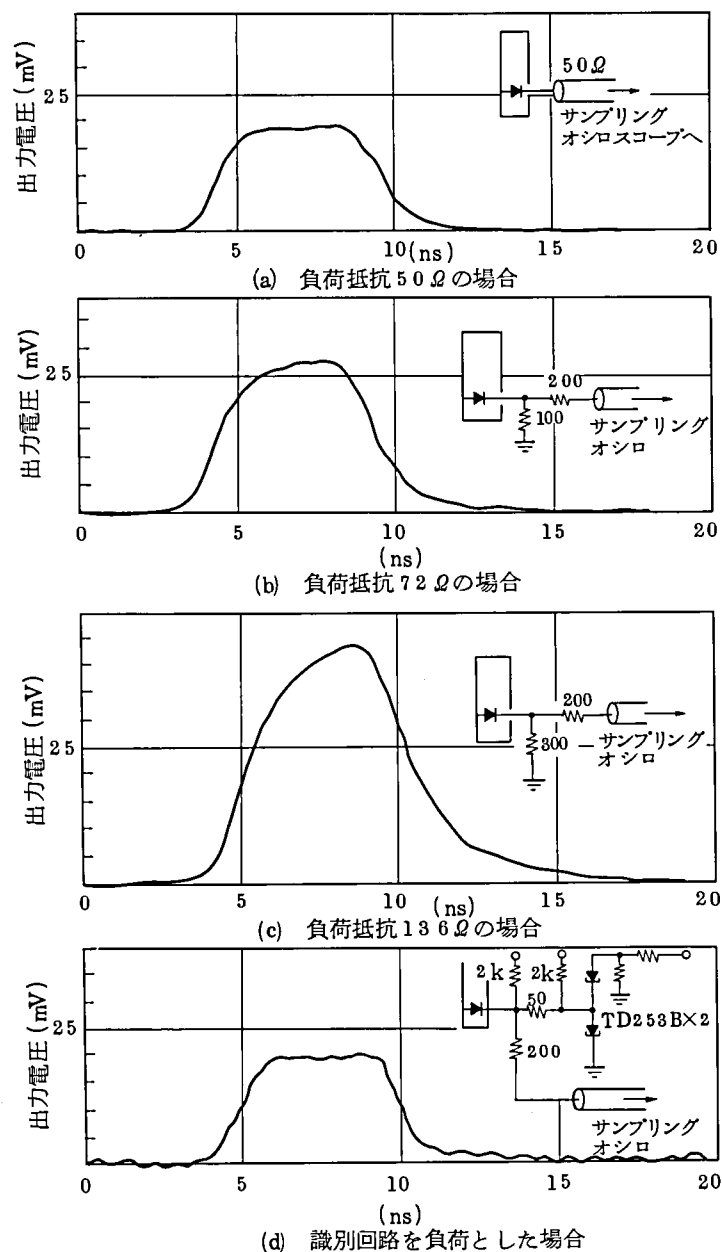


図 3.4 負荷抵抗を種々変えた場合の検波器出力波形

したがって、このような構成をとることによって、波形ひずみのない最適な検波状態をとりつつ、その検波電流の全部を識別TD対に流し込むことができる。また、同図(d)に示したパルス動作での検波出力は、図3.3(c)の直流測定値とほぼ一致している。以上の実験から、図3.3の構成をとっても、検波器は、波形ひずみを起こさない最適動作をさせ得ることが明らかとなった。

#### (b) 検波識別器の動作特性

前節で、検波回路だけに着目して、その動作検討したが、本節ではこの検波回路と、識別回路とを直結して、一体化した検波識別器としての動作を詳細に調べる。回路構成は図3.3(a)の

とおりである。図 3.3 (c) から明らかなように  $-10 \text{ dBm}$  の  $4 \text{ GHz}$  を検波すると、検波電流は約  $500 \mu\text{A}$  である。この電流を全部識別 TD 対に流込めば、不確定電流が  $50 \mu\text{A}$  以下なら  $1/10$  以下の識別不確定領域で識別ができることになる。<sup>(10)</sup> そこで、ここでは標準入力レベルとして  $-10 \text{ dBm}$  と定めることとした。

#### (イ) パターンによるしきい値の変動

図 3.3 (a) の回路に、ピーク電力が  $-10 \text{ dBm}$  であるような、 $4 \text{ GHz}$  ASK パルスを加え、パターンによるしきい値の変動、ならびに不確定領域を測定する。パターンとしては識別器にとってもっともつらい 2 種類のパターン、すなわちオールマークパターン ( $4 \text{ GHz}$  連続波と同じ) ならびに  $1/14$  パターン (密度がきわめてうすい単パルス) を選ぶ。他のパターンは、この 2 種類のパターンの中間的な応答を示すので、この 2 つを調べることによって、他のパターンに対する動作が推定できる。

実験結果の典型的な例を図 3.5 に示す。同図からわかるように、パターン効果はほとんどみ

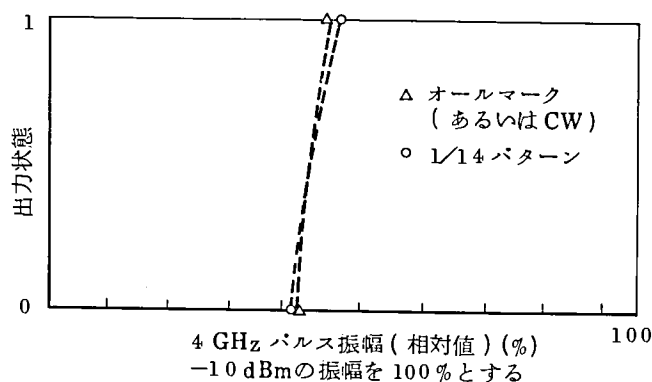


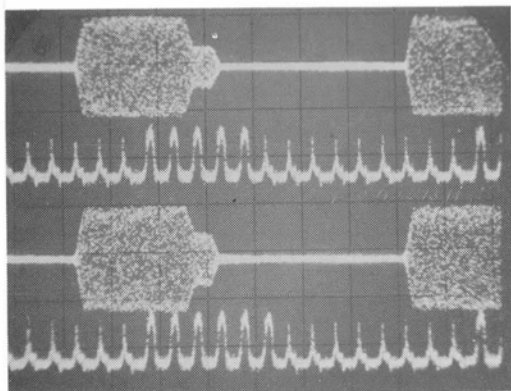
図 3.5 検波識別器の識別特性

られない。パターン効果を小さくするためには、タイミング矩形波印加の際、このタイミング矩形波発生回路の出力インピーダンスを一定不変にすることが、重要であることが、実験的に判明した。また、タイミング矩形波発生回路と識別 TD 対とを直流直結することによっても、パターン効果抑圧がはかれる。総合中継実験用 ASK 中継装置<sup>(23)</sup>では、後者の方法によっている。

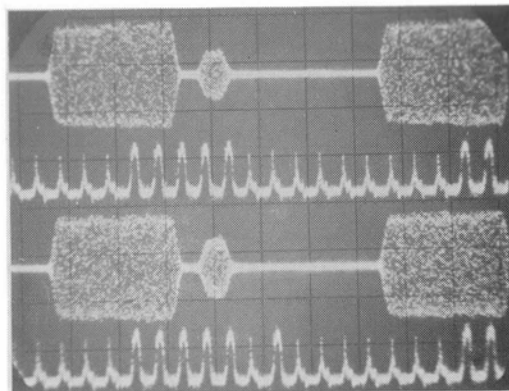
#### (ロ) 動特性

識別すべき  $4 \text{ GHz}$  中間周波信号のレベルが準静的に変化する場合の識別不確定領域は、図 3.5 のようになるが、ここでは、ある特定のタイムスロットのパルスだけ、その振幅を変えてしきい値を測定した場合に、各タイムスロットごとにそのしきい値が、変化していないかどうかを調べる。これが動特性である。今、もう少し具体的に説明するならば図 3.6 に示すように、“11111”と 5 つのマークを識別したあと、そのすぐ直後の第 6 番目のタイムスロットの

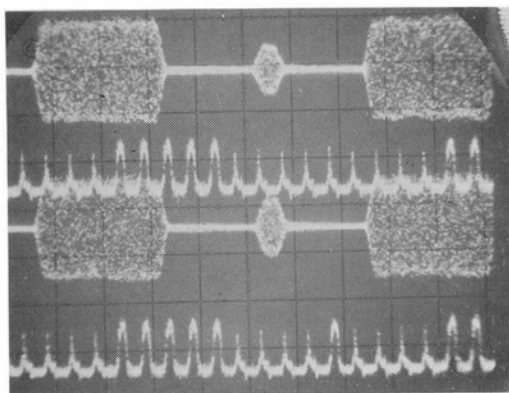
パルスの振幅を、他と独立に変化させて、#6 タイムスロットだけのしきい値を測定する。つ



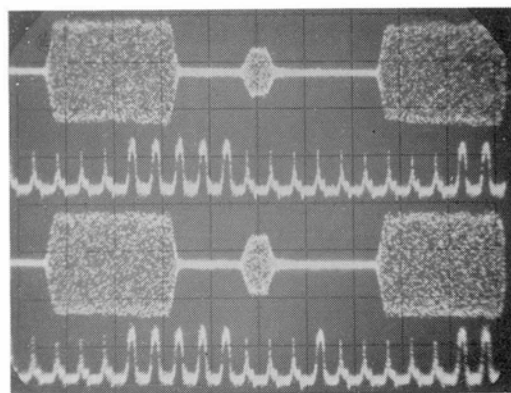
(a) 上: 5つのマークを識別した直後のタイムスロット( #6 タイムスロット)で  
"0"を識別  
下: 同上"1"を識別



(b) 5つのマークから1つおいた2つ目のタイムスロット( #7 タイムスロット)で"0"  
ならびに"1"を識別



(c) 5つのマークから4つ目のタイムスロット  
で"0"ならびに"1"を識別



(d) 5つのマークから5つ目のタイムスロット  
で"0"ならびに"1"を識別

図 3.6 識別不確定領域動特性測定実験

ぎに同図(b)に示すように、#7 タイムスロットについても同様のことを行なう。以下#8, #9 と行なってこれらしきい値をたがいに比較する。そして、それから各しきい値が、おたがいに、くい違いを生じていないかどうかを調べるのである。

このような実験過程を経て得られた結果を図 3.7 に示す。同図からもわかるようにマークを5つ続けて識別したあとのタイムスロットにおけるしきい値は、とくに影響を受けていないといえる。強いていえば、マークを識別したあとの直後のしきい値が、約2%程度下がっている。



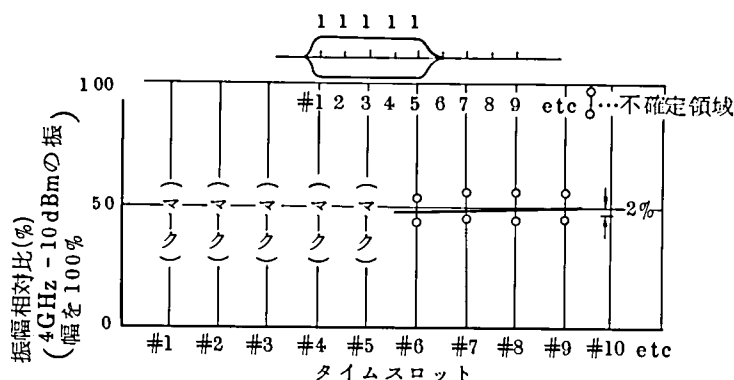


図 3.7 “11111”を識別したあとの各タイム  
スロットのしきい値変化(図 3.6 を参照)

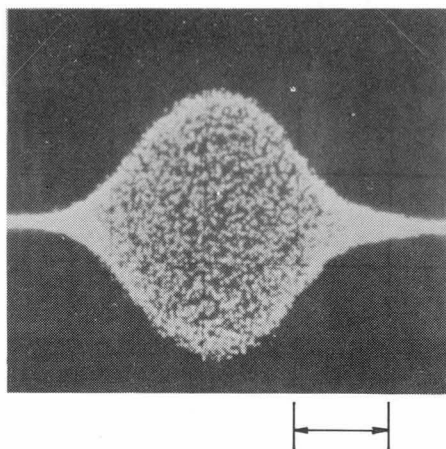
しかしながら、それ以後のタイムスロットには全く影響がみられない。この程度のしきい値変動(2%)ならば、中継器の識別器として問題はないと考えられる。

上述の動特性と、前節で述べたパターン効果の検討から、本識別器のパターン効果は、かなり小さなものであるといえよう。

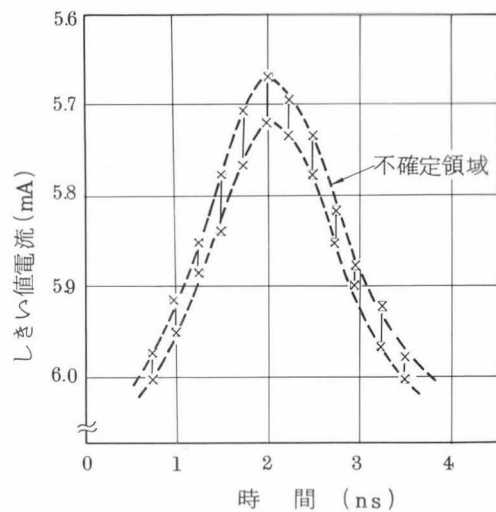
#### (イ) 識別時間

本識別器の識別時間を実験的に確かめるために立上りの早い、幅のせまいパルスを対象として、その立上り、立下り部分で識別を行なってみる。もし識別時間がパルスの立上り／立下り時間よりも短かければ、このような部分でも識別が可能であるが、もし長ければ、このような部分での識別は不可能である。

図 3.8 (a)は、今識別しようとする立上り／立下りの早い、幅のせまいパルスである。同図(b)は、このパルスを、識別時点を変えて、識別したときの、不確定領域ならびにしきい値を示すものである。同図から明らかなように、マイクロ波波形が、わずかな不確定領域でサンプリングされ、直流しきい値電流の変化として、その波形がトレースされている。このときのサンプリング周波数は、200MHz である。この事実から、この識別器サンプリング時間は、波形の立上り、立下りより早いことが確認された。



(a) 横軸 1ns/div



(b)

- (a) 識別しようとする短パルスの波形  
 (b) 識別時点を 0.5 ns ずつずらしてしきい値変化として包絡線をトレースする。

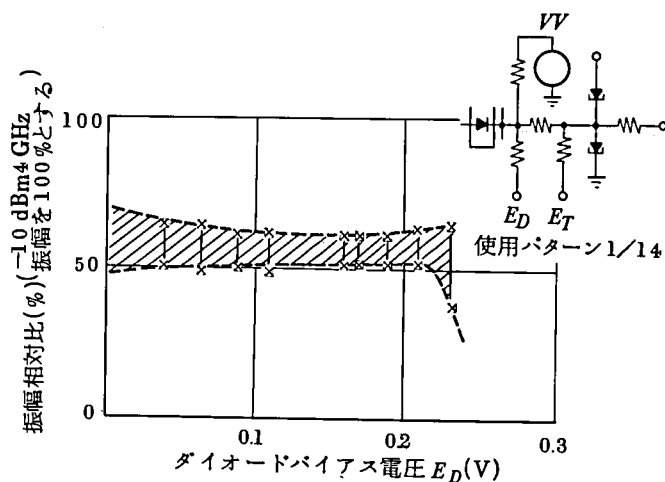
図 3.8 識別時間を計る実験

## (二) 電源マージン

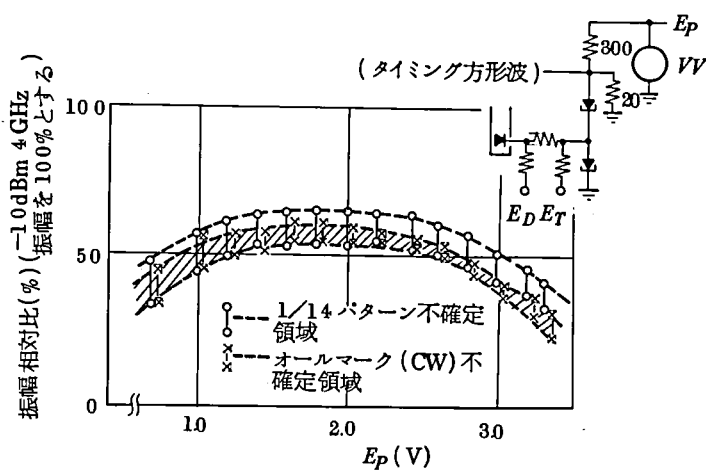
図 3.8 に示す本識別器には、 $E_P$ 、 $E_D$ 、 $E_T$ 、という文字で示されているように、3つのバイアス電圧を加えている。これらは直流直結であるのでひとつの変動が、互い他に影響を及ぼすことも考えられる。そこで、これらの電圧の変動に対する識別動作の動作余裕を調べた。

最初に、 $E_D$ 、 $E_T$  を調節して、検波ダイオードの感度およびバイアス電圧にどのように依存するかを調べる。図 3.9 がその結果である。ダイオードバイアスが 0 V 以下、または 0.23 V 以上となると検波感度が下がり、識別不確定領域が大きくなっていることがわかる。しかしながら、ダイオードバイアスの 0.06 ~ 0.20 V の間では、ほとんど不確定領域の大きさは一定であるので、ダイオードバイアスの設定には、かなりの幅のゆとりがあり、したがって、 $E_D$  を固定してしまっても、他のバイアス電圧  $E_T$ 、 $E_P$  のみを変化させることにしても、最適検波ダイオードバイアスから逸脱するようなことはない。

つぎに、識別 T D 対に加えるバイアス電圧（ここではペアーバイアスと呼ぶ） $E_P$  を変化させた場合の不確定領域の変化を調べる。その結果は、図 3.9 (b) に示すとおりである。同図では、1/14 パターンの場合と、オールマークの場合との測定結果を示しているが、 $E_P$  が 1 V 以下または 3 V 以上となると、両者のパターン間でしきい値に差が出てきている。すなわち、



(a) ダイオードバイアス  $E_D$  の変化に対する不確定領域の変化



(b) ペアバイアス  $E_D$  の変化に対するしきい値の変化

図 3.9 直流バイアス変化に対する不確定領域の変化ならびにしきい値の変化

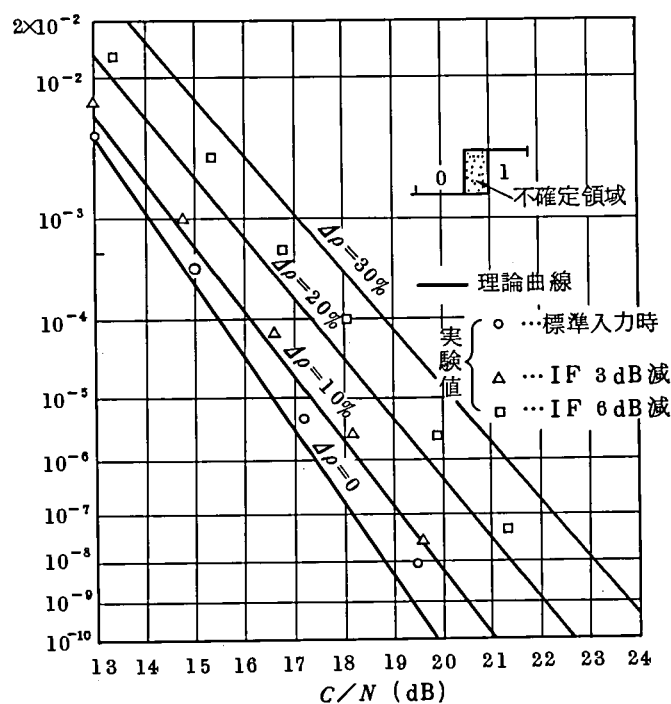
このような  $E_P$  バイアス付近では、識別回路がパターン効果を持つこととなり、このような状態での動作は望ましくない。しかしながら、適当な動作状態が  $E_P = 1 \sim 2.5 \text{ V}$  のかなり広い範囲で与えられているので、ここでも電源マージンが大きいといえる。

以上の検討結果から、本識別回路では、調整すべきバイアス電圧が3つ、すなわち  $E_P$ 、 $E_D$ 、 $E_T$  があるわけであるが、そのうち、 $E_P$ 、 $E_D$  はマージンがかなり大きいので、一度設定してしまえばよく、あとは、しきい値を任意の値（たとえば、符号誤りが最小となるように）に設定すべく  $E_T$  のみを可動としておけばよい。なお温度特性については、特性のそろったトンネ

ルダイオード対を用いれば温度依存性が小さいことがわかった。また、簡単な回路で温度補償<sup>(4)</sup>を行なうこともできる。

#### 3.2.4 誤り率特性測定からの識別不確定領域の測定

ASKパルスを識別するに際し、しきい値を中心として、ある幅の不確定領域がある場合のC/N対誤り率特性への影響は図3.1に示すとおりである。本節では、図3.1のグラフを1つの尺度にして、符号間干渉、チャンネル間干渉がほとんどない状態でのC/N対符号誤り率特性を測定することによって、実験用中継装置に実装された識別回路の識別不確定領域だけの影響を知ろうとするものである。図3.10は信号レベルに対する識別不確定領域の大きさを種々変化した場合の実験結果である。識別不確定領域は識別回路への入力4GHz信号の大きさに関係なく一定であると考えられるから、入力信号の大きさを変えることによって、不確定領域



スライスレベルは理論実験とも、C/N=13dBで最適になるよう固定、理論曲線は、帯域制限ならびにエコーなどが無い場合、パターンはランダムマーク率50%

図3.10 識別不確定領域の誤り率への影響 (ASK)

幅の信号振幅に対する相対値  $\Delta\rho$  を種々変えることができる。同図○印は、標準入力(−10 dBm)の場合、△印はそれより、3 dB 信号を減じた場合、□印は6 dB 信号を減じた場合である。また、実線は  $\Delta\rho=0, 10\%, 20\%, 30\%$  の場合の理論値である。これらの理論曲線は、前述した図 3.1 の場合と若干異なっているが、これは、図 3.1 ではしきい値を、各  $C/N$  でそれぞれ誤り率最小となるように設定した場合のものであり、図 3.10 の実線は  $C/N=13$  dB で誤り率最小となるよう、しきい値を選んだまま固定し、他の  $C/N$  では、しきい値を変えないという実験条件に合せた場合の理論曲線である。図 3.10 の実験結果と理論曲線との対比から以下のことがわかる。すなわち、標準入力時における場合は、不確定領域  $\Delta\rho$  は約 7%，3 dB 低下の信号では 12%，6 dB 低下の信号では、24%であると読取ることができる。

また、図 3.3 (c)から、標準入力時における検波電流は約  $500\ \mu\text{A}$  であるから、識別回路の不確定電流幅は、 $500\ \mu\text{A} \times 7(\%) = 35\ \mu\text{A}$  であると知ることができる。このことから、3 dB 低下の信号では、同図より検波電流が約  $270\ \mu\text{A}$  と読取れるので、 $\Delta\rho$  は 13%と計算され、6 dB 低下の信号では検波電流が約  $150\ \mu\text{A}$  であるので、 $\Delta\rho$  は 23%となって、上述の実験結果に非常によく一致することがわかる。これらのことから、この識別対の不確定電流領域は約  $35\ \mu\text{A}$ 、標準入力−10 dBm のときの識別不確定領域幅は約 7%以下であることが確かめられた。なお、上述の実験値は、マーク率 50% のランダムパルス列(4.2.3 項で詳述する)に対し得られたものである。

以上、トンネルダイオード対を用いた新しい検波識別回路について、広帯域特性を失うことなく、検波ダイオードと識別 TD 対とのインピーダンスを整合させる簡単な方法を提案し、−10 dBm という低レベルのマイクロ波 ASK 信号に対し、200 MHz という高速動作領域において直流増幅器を必要としないで不確定領域 7%以下という高感度識別が可能な回路を実現した。符号誤り率特性の解析と、実験の対比から、高速ランダムパルスに対して動作する場合の TD 対の不確定電流値( $35\ \mu\text{A}$ )をはじめて明らかにすることができた。本識別回路は、位相識別回路へ応用するとともにミリ波導波管伝送方式の ASK 信号による総合中継実験で中継装置に実装して用い、設計目標通りの動作特性が得られたことを確認した。<sup>(4)(18)(20)(23)</sup>

### 3.8 高速位相識別回路

3.2 節での検討を基礎として、位相変調された搬送波デジタル信号を検波識別する回路に

ついて、数百メガボア以上の高速において高感度のものを検討した。はじめに、試案を含めていくつかの回路を提案し、実験的検討を行なうとともに、検波電流直接識別回路にしぼってさらに詳細な検討を進め、設計法の確立をはかり、実験によって設計の妥当性を確認した。本節では、クロック周波数として最終目標の400MHzの場合について検討している。

### 3.3.1 高速位相検波識別回路の提案と実験<sup>(5)(18)(21)(24)~(26)</sup>

位相検波識別回路について提案を含めて図3.11に示す四つの回路につき比較検討を行なった。

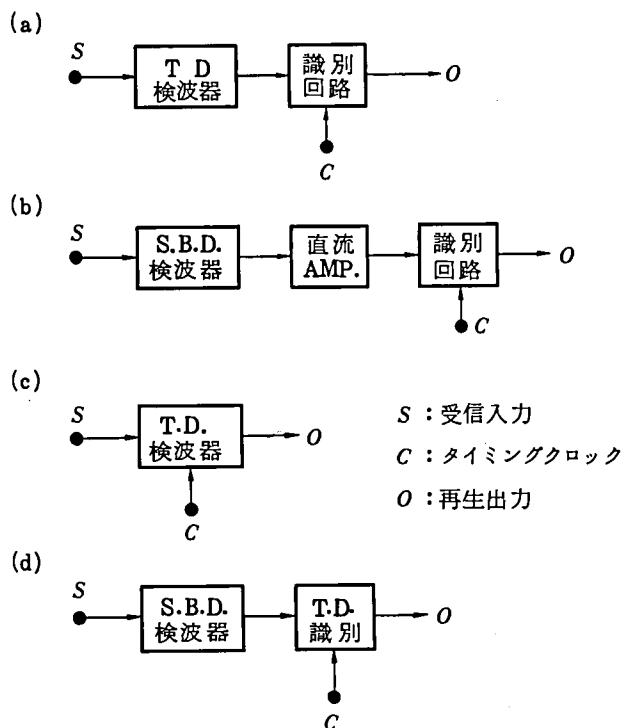


図 3.11 種々の検波・識別回路

(a)は変換効率の高いと考えられるトンネルダイオード(TD)を検波素子とし、低レベルのPSK信号から大きな検波出力を得るものである。マイクロ波用のTDを用いた実験では、後述するように低入力レベルでの変換効率がよく、またパルス特性も良好であった。<sup>(5)</sup>しかし安定にバイアスをかけること、および識別器との接続法に難点があった。

(b)はショットキーバリアダイオード(以下SBDと略す)を用いて検波した後、広帯域直流増幅器で増幅し、大きな識別入力を得る一般的方法である。しかしこの方法では、直流増幅器

の帯域特性ならびにドリフト特性によって動作速度が制限される可能性がある。

(c)は新しく考案したものでTD対にPSK信号とタイミング波を重ね合わせ、検波と識別を同時に行なう形式のものである。<sup>(24)</sup> 実験により $-20 \sim -15$  dBm 程度の非常に低レベルの信号を小さな不確定幅で識別できることを確認したが、<sup>(25)</sup> パターン効果を抑える点に問題があった。

(d)は検波器とTD識別器を直接、低抵抗を介して接続する検波電流直接識別方式で、これは3.2で示したASK信号を識別する回路として考案したものを、<sup>(4)</sup> PSK信号に応用し高速化をはかったものである。<sup>(5)</sup> この方法では検波器の出力に直流増幅器を置く一般的な(b)の形式に比べ直流増幅器の特性により動作速度に制限を加えられることはない。すなわち、高速化を志向した場合、もっとも有力な回路構成であると考えた。

以上に述べた理由から(a), (c), (d)が有力な候補になり得ると考えた。そこでこれらについて実験的検討を試みたので順次説明する。

#### (a) トンネルダイオードを用いた位相検波器

一般にトンネルダイオードを検波素子として用いた場合バイアスの安定化等の要求から出力ベースバンド回路の周波数特性は必ずしも広帯域とすることができないといわれてきたが、<sup>(27)</sup> 接合容量の小さいものを用いることによって高感度、広帯域なものが実現できた。<sup>(5)</sup>

回路構成はトリプレート構造のストリップ線路により図3.12の如き電氣的構成をとっている。検波素子として用いたトンネルダイオードバイアス点としては、トンネルダイオードV字

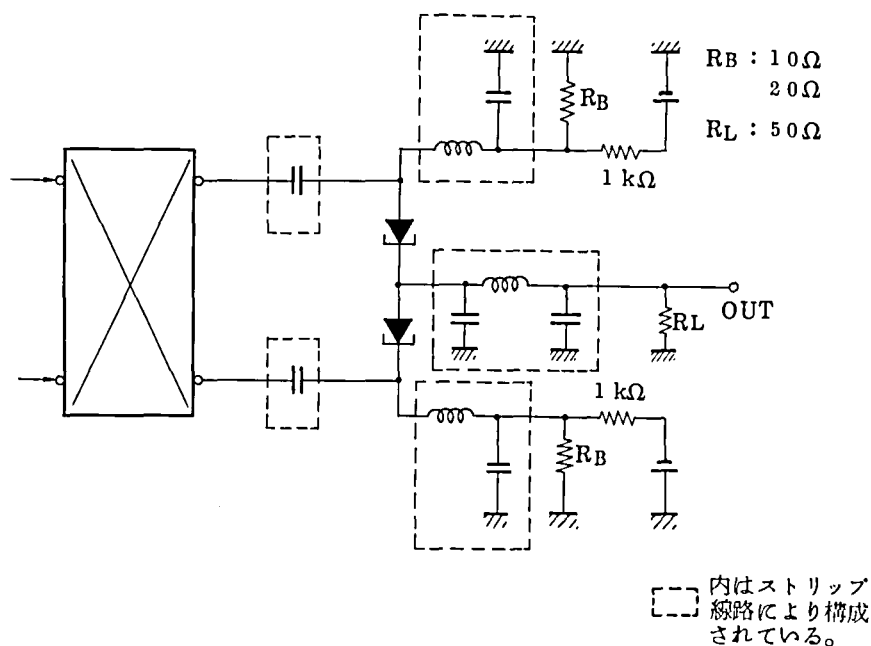


図 3.12 トンネルダイオード位相検波器

特性の山点近傍，谷点近傍の2点が考えられる。図3.13には山点ならびに谷点近傍にバイアスした場合の感度特性を後述するようにショットキーバリアダイオードで構成した位相検波器特性と対比して示した。また図3.14には周波数特性を示す。（山点バイアス）

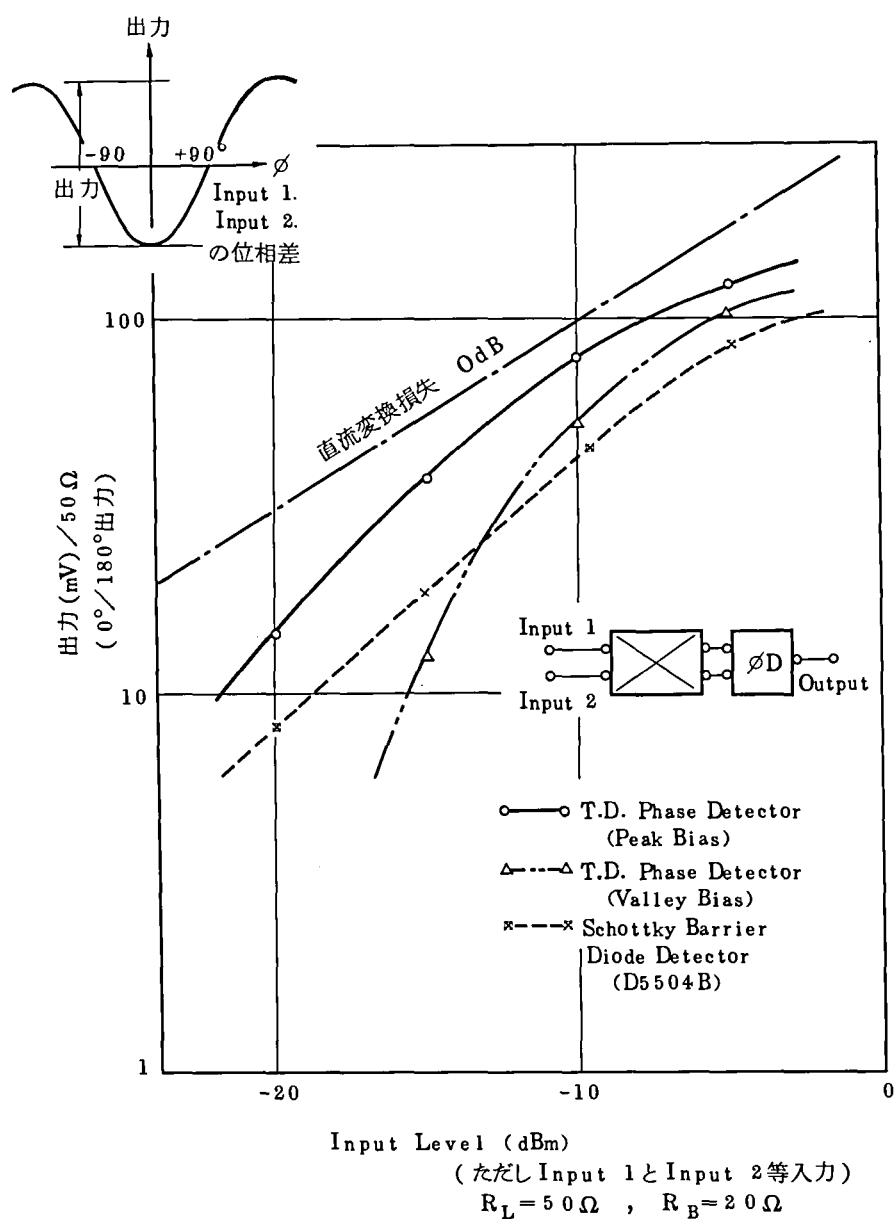


図 3.13 検波器入出力特性 (4 GHz)



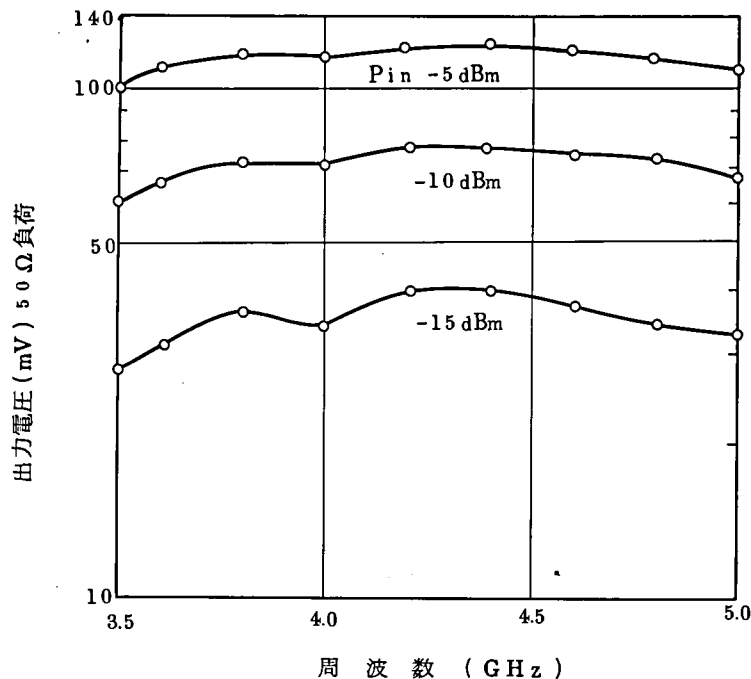


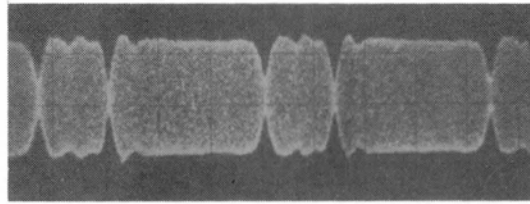
図 3.1 4 T D 位相検波回路周波数特性

なお、 $R_L = 50 \Omega$ 、 $R_B = 10 \Omega$ を選び、発振などを起さない安定な動作を得ている。周波数特性は  $3.5 \sim 5 \text{ GHz}$  にわたって出力偏差 $\pm 0.5 \text{ dB}$ の広帯域な特性を得ることができた。なお、谷点バイアスにおいても同様な帯域特性を得たが図 3.1 3 に示すように低入力レベルで感度が急激に落ちるのが観測された。

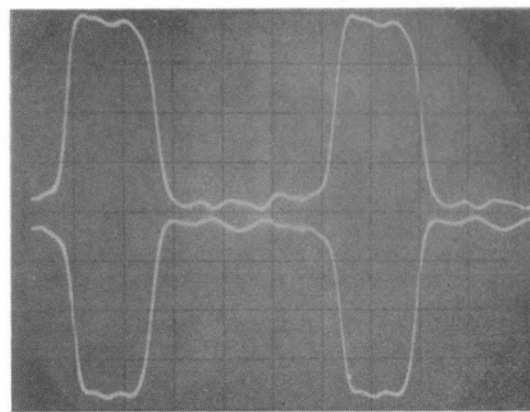
また動特性では図 3.1 5 に示すように良好な検波波形を観測した。入力信号の立上り時間が  $0.9 \text{ ns}$ 、出力信号の立上り時間が  $1.0 \text{ ns}$  であることから、検波器自身の立上り時間は約  $0.4 \text{ ns}$  と考えられる。これは図 3.1 4 の周波数特性から推測される特性と一致する。このようにトンネルダイオードを用いた位相検波器は高感度、高速動作を満足するものであることが確認された。しかし一方では、バイアス電圧を十分制御して印加しないと感度特性に影響を与えること、マイクロ波用トンネルダイオードはショットキーバリアダイオードなどに比べ、高価となることなどの問題点がある。

#### (b) トンネルダイオード対直接位相識別回路

図 3.1 2 に示した T D 対位相検波回路は、そのまま位相識別回路構成とも一致している。(a)あるいは(d)の回路構成(図 3.1 1)では位相検波ダイオード対から得られる検波電流をインピーダンス整合回路を介して識別 T D 対に流し込む。この場合、3.2 節でも述べたように高速識



(a) 4 GHz 帯入力2 相位相変調信号 (横軸 2.5 ns/div)



(b) 山点バイアス検波波形

マイクロ波入力 -10 dBm

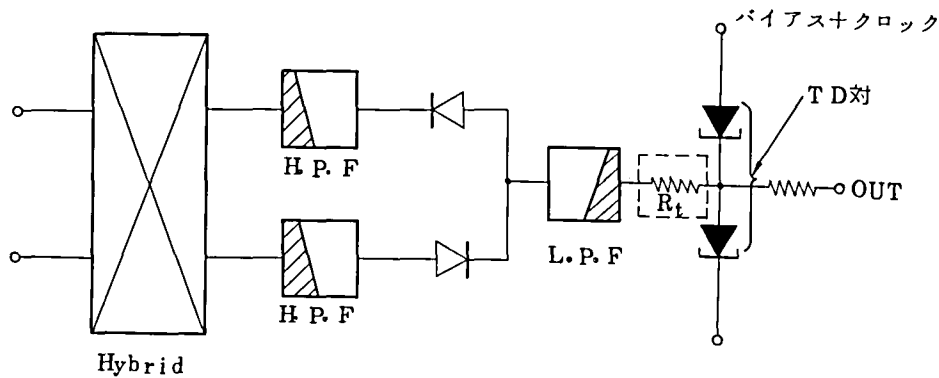
バイアス電圧 : 50 mV

V : 20 mV/div H : 2 ns/div

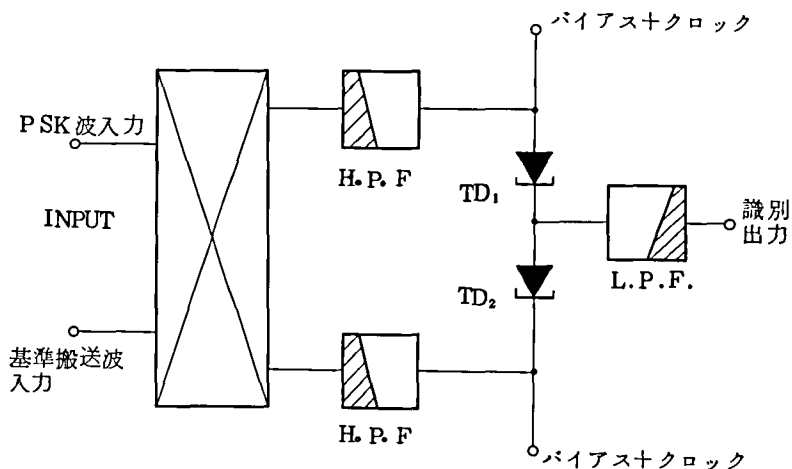
立上り時間 1.0 ns , 立下り時間 0.8 ns

図 3.15 トンネルダイオード位相検波器の動特性

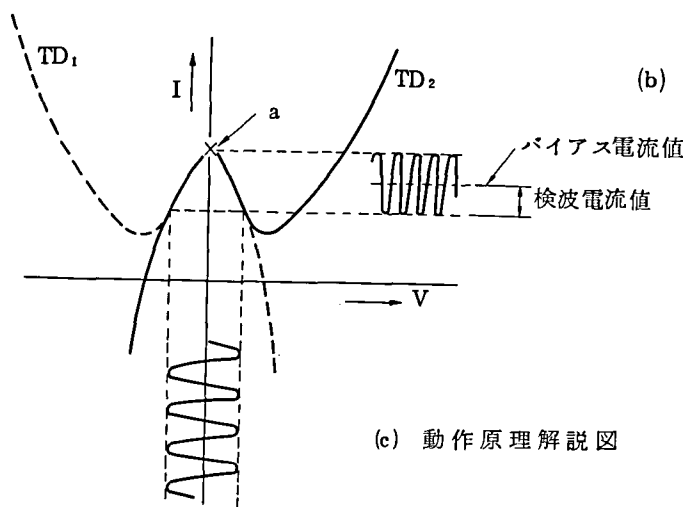
別回路ではインピーダンス整合回路として直流から高い周波数まで平坦な特性をもつ必要があり、ところから抵抗結合回路によるしかない。3.2 節では、損失を極力少なくする意味から低抵抗 1 個 ( $R_t$ ) で両回路を接続することを考察し、デジタル信号の検波、識別に対して設計通りの動作が得られることを確認した。しかし、低抵抗 1 個であってもいくらかの損失をこさむるので、1 つの TD 対で位相検波と識別の両動作を兼ねさせることができれば、抵抗  $R_t$  も不要となり高感度化がはかれるとともに回路構成も簡単になり、小形な回路を得ることができる。<sup>(24)(25)</sup> このような回路を TD 対直接位相識別回路と呼び回路構成を図 3.16 (b) に示す。また、この回路の動作原理を同図(c)に示した。今、トンネルダイオード  $TD_1$  ならびに  $TD_2$  が山近傍の安定点でバイアスされていると (同図(c)の点 a) マイクロ波はトンネルダイオードの自乗



(a) 位相検波器とTD対識別器による位相識別回路



(b) T. D. 対による検波識別回路



(c) 動作原理解説図

図 3.1 6 TD対直接位相識別回路

特性により検波されて検波電流が低域通過ろ波器 (L.P.F.) を通して出力端子に流れる。ハイブリッドへのPSK入力波の位相 ( $0$ , 又は  $\pi$ ) により, 検波電流は正又は負になり  $TD_1$ ,  $TD_2$  に流れる検波電流が異なるのでバイアス端子にクロックパルスを加えてTD対に電圧を印加すると印加後に  $TD_2$  の山附近の安定点にとどまるか,  $TD_2$  の谷附近の安定点にとどまるかにより識別がなされる。実際に図 3.1 6 (b) の回路を試作しクロックとは非同期のマイクロ波連続波を加え, バイアスに重畳するクロックの周波数を変えて, 位相識別させたところ,

識別動作が確認された。この時の識別不確定領域の大きさを図 3.17 に示す。識別対にわざわざ

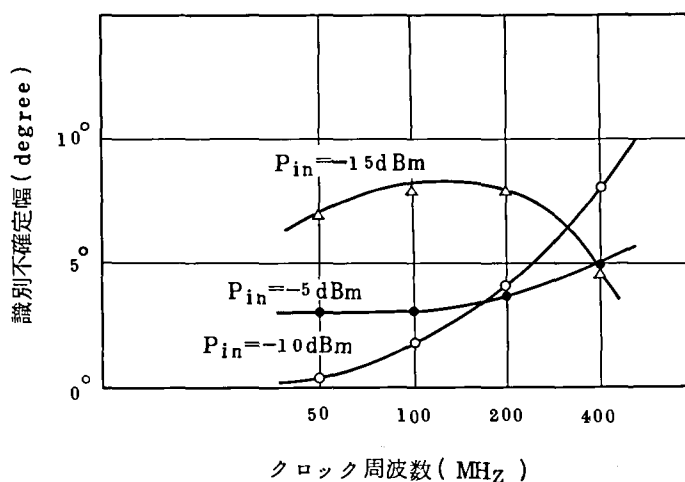


図 3.17 Tunnel Diode に検波と識別を兼ねさせた場合の識別特性

ざマイクロ波の擾乱を与えるというのは好ましくないにもかかわらず、識別不確定領域は小さい。ただ残念なことには、パターン効果があることが認められた。その点が解決されれば、非常に簡素な回路構成の位相識別器が実現されることになるが、これは今後の検討事項とする。

#### (c) 検波電流直接識別方式の位相検波識別回路

本回路は図 3.18 に示すように、検波ダイオード対で位相検波し、検波電流を後の TD 対識別回路で識別するものである。ここでは、3.2 節に述べたように検波回路と識別回路とを直流

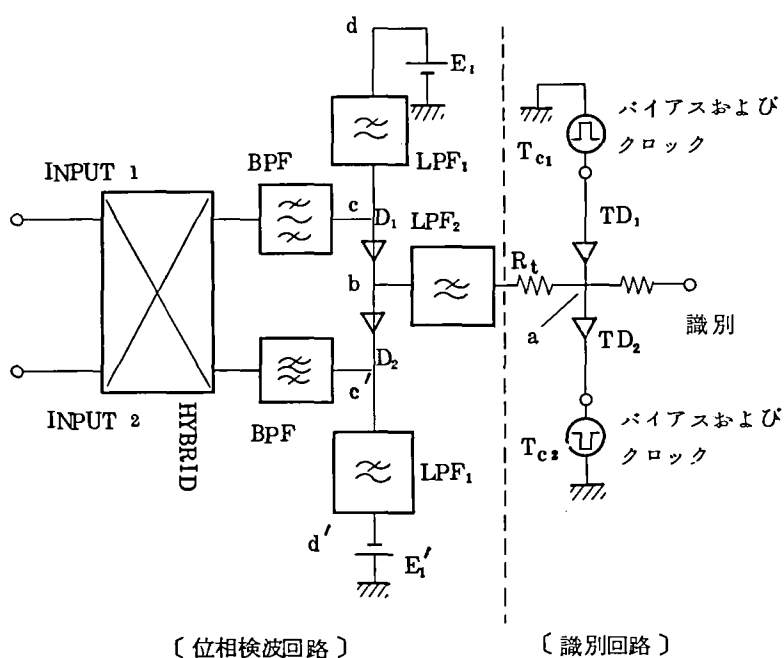


図 3.18 位相検波識別回路

増幅器，あるいは，Active-Element によるインピーダンス変換を用いなくて，直接検波電流を識別 T D 対に流し込もうとするところに特徴がある。<sup>(5)(6)(8)</sup>

以上，位相識別回路として高速動作が期待される図 3. 1 1 (a)，(c)，(d) の 3 種類の回路について述べた。このうち(a)，(c)については，これまでに述べた通り検討を要する問題点が見つかったので，その解決は今後の課題とし(d)の回路に候補をしぼって，位相識別回路の詳細な検討を行ない，これをもとに遅延検波方式 8 0 0 M b/s 4 相位相復調再生動作の検討を行なった。

### 3. 3. 2 高速位相検波識別回路の構成と動作特性<sup>(5)(8)</sup>

#### a) 回路構成

はじめに，位相検波回路について，図 3. 1 8 にしたがってその回路構成を述べる。帯域濾波器 ( B P F ) は 3 d B 低下帯域幅約 1 G H z ，低域濾波器 ( L P F <sub>2</sub> ) は，シャ断周波数約 1. 5 G H z をそれぞれ設計目標としている。これらは，識別 T D 対と，できるだけ短い距離で接続しなければならない。したがって，特に L P F <sub>2</sub> は形の大きなものであってはならない。一方，4 G H z に対する減衰量は，識別 T D 対に与える擾乱を小さくする意味で，できるだけ大きく ( 2 5 d B 以上 ) とすることが望ましい。

T D 識別対は識別動作前の待期状態において，低いインピーダンスをしめすように山電流比較動作で用い，図の R<sub>t</sub> と山電流にバイアスされた T D 対とで，位相検波器にとって波形歪のない最適負荷を形成するようにする。このとき，検波ダイオード D<sub>1</sub> D<sub>2</sub> のビデオ・インピーダンスは高いので，T D 対から外側を見たベース・バンド信号に対するインピーダンスは高くなり，3. 2 節の場合と同様識別動作にとって好都合である。このように，本回路では，検波ダイオード，識別 T D 対双方にとって，最適なインピーダンス関係が保たれるよう，特に考慮したものである。図 3. 1 9 に実際のマイクロ波回路の回路パターンと識別 T D 対まわりの回路を示す。なお，検波ダイオードはショットキーバリアダイオード，識別 T D 対はマイクロ波用のもの ( ピーク電流約 4 m A ) である。

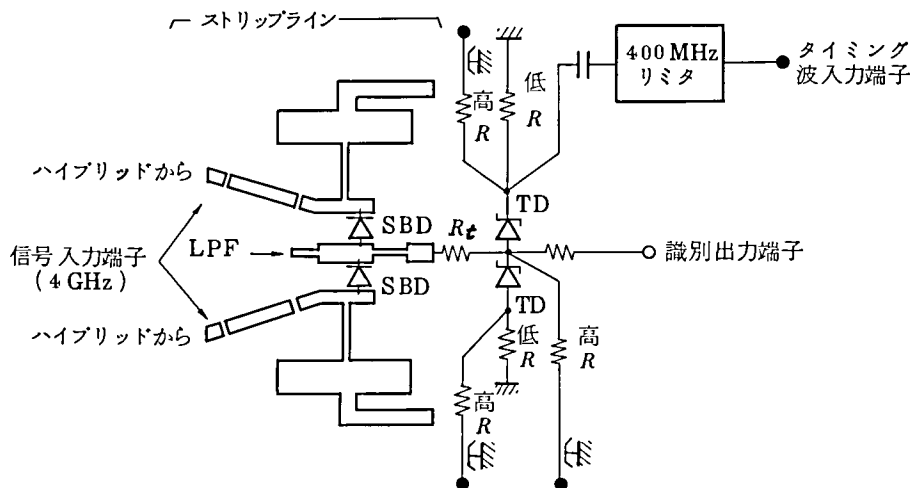


図 3. 1 9 検波・識別回路

(ロ) 動作特性

このような構成によって得られた検波識別器の特性の一例を図 3. 2 0 に示す。これは検波器

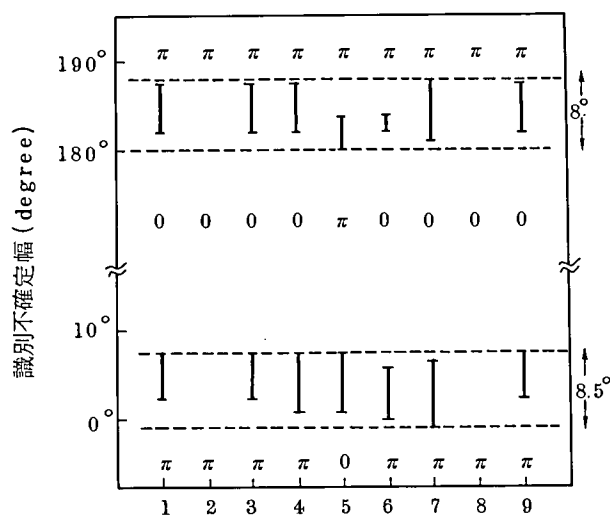


図 3. 2 0 識別不確定幅の測定結果

への 4 GHz 入力信号レベルを  $-7.5$  dBm とし、識別器にとって最悪のパターンと考えられる 1 ビットマーク (あるいは 1 ビットスペース) のパルスパターンについてパターン効果をも含めた識別不確定幅を測定したもので、これから識別不確定幅は  $\pm 4.25^\circ$  以下であること

がわかる。またTD対を用いた場合には温度によるしきい値の変化が問題となるが、これは特性のそろったTDを用いることによって小さく抑えることが可能と考えられる。ここではとくに厳密な選択を行なわなかったが、 $0^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$ の範囲で $\pm 5^{\circ}$ 以下の識別レベル変動に抑えることができた。<sup>(8)</sup> このように検波電流直接識別方式を用いた検波識別回路を設計、試作しクロック周波数 $400\text{MHz}$ という高速であっても識別不確定幅 $10\%$ 以下(4相PSKの場合は目標 $\pm 4.5^{\circ}$ 以下)のものを、検波電流直接識別形の回路で実現することができた。

### 3.4 800Mb/s 4相PSK遅延検波方式復調部の設計と動作特性

#### 3.4.1 復調部の設計

前項で述べたように $400\text{MHz}$ という高速で動作する識別不確定幅の小さな位相識別回路が得られたので、これを用いて $800\text{Mb/s}$  4相PSK遅延検波方式復調部の具体的な設計について検討した。<sup>(6)(8)(28)(29)</sup>

本復調部は、 $800\text{Mb/s}$  4相PSK信号を導波管により伝送し、後に述べるように十分な伝送品質を確保できるかどうかを総合中継実験により確認するために設計・試作したものであり、表3.1に示すような設計目標を満足する必要があった。また試作した回路のブロック図を図3.2.1に示す。

表 3.1 806Mb/s 4相PSK遅延検波方式復調部の設計目標

復 調 方 式	4相PSK遅延検波
中 間 周 波 数	4GHz
クロック周波数	403MHz
入力信号レベル	+1dBm
識別不確定幅	$\pm 5\%$ 以下
識別レベル変動	$\pm 5^{\circ}$ ( $\pm 5.6\%$ ) 以下
復 調 角 度 誤 差	$\pm 2^{\circ}$ 以下
	$\left( \begin{array}{l} \text{遅延線温度変動} \pm 7.5 \times 10^{-5} / 0 \sim 40^{\circ}\text{C} \\ \text{ミリ波局発周波数変動} \pm 1.0 \times 10^{-5} / 0 \sim 40^{\circ}\text{C} \\ \text{送信中間周波局発周波数変動} \pm 1.5 \times 10^{-5} / 0 \sim 40^{\circ}\text{C} \end{array} \right)$

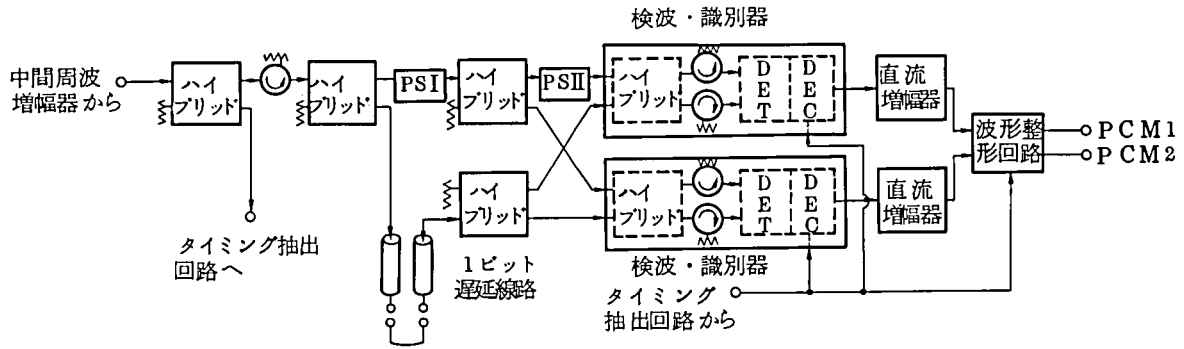


図 3.2 1 400 MB 4 相位相復調部の構成

遅延検波に必要な基本的単体は、遅延線路、検波器、識別器であるが、そのほかに 4 相 PSK 信号を 2 つの独立なチャンネルとして分離するためのハイブリッド、移相器等が必要である。以下に動作の概要を述べる。

図 3.2 1 の復調部入力端子に印加された中間周波増幅器出力は、ハイブリッドにより一部はタイミング抽出用として用いられ、もう一方は復調用信号として次段のハイブリッドでさらに分割される。分割された信号の 1 つは遅延線路を通して 1 符号間隔  $T$  だけ遅延され、2 つの位相検波識別器にそれぞれ加えられる。もう一方の信号は遅延線路を通った信号に対し  $\pi/4$  の位相差を与えるための移相器 PSI を通り、ハイブリッドで 2 分され各位相検波識別器に加えられる。移相器 PS II は各検波・識別器を独立に調整するためのものである。また位相検波識別器に含まれているサーキュレータは、各部分回路の不整合によって生ずるエコーレベルを  $-30\text{ dB}$  以下に抑えるためのものである。識別に必要なタイミング波は受信信号の包絡線から得る方式をとっている。また遅延線としては温度補償形のものを用いており、 $0^\circ\text{C}$  から  $40^\circ\text{C}$  の温度変化に対して、安定度  $\pm 5.5 \times 10^{-5}$  以下の特性を有している。

検波識別器の後段にある直流増幅器は、TD 対により得られた識別出力を波形整形回路に必要なレベルまで増幅するとともに、識別出力である幅の狭いパルスを実効幅の広いものに広げるためのものであり、 $3\text{ dB}$  低下周波数  $250\text{ MHz}$ 、利得  $23\text{ dB}$  の特性を有している。

最終段の波形整形回路は直流増幅器出力をクロック波でふたたびタイミングを取るとともに立上り、立下り時間が  $0.8\text{ ns}$  以下のパルスを得るためのものである。

前記表 3.1 の設計目標において識別不確定幅  $\pm 5\%$  ならびに識別レベル変動  $\pm 5.6\%$  以内を満足するものが得たことは 3.8 で述べた通りである。復調角度誤差については遅延線  $\pm 5.5 \times 10^{-5}$  以下であり、ミリ波帯局発<sup>(30)</sup>については  $\pm 1 \times 10^{-5}$ 、中間周波局発については  $\pm 1.5 \times 10^{-5}$  以下が得られているので設計目標を満足できる見通しを得た。すなわち、復<sup>(6)</sup>



調位相角ずれの最大値  $|\Delta\theta|$  は

$$|\Delta\theta| = 360^\circ \times \left( \frac{f_T}{f_r} \left| \frac{\Delta f_T}{f_T} \right|_{Max} + \frac{f_R}{f_r} \left| \frac{\Delta f_R}{f_R} \right|_{Max} \right) + 360^\circ \times \frac{f_i}{f_r} \left| \frac{\Delta f_i}{f_i} \right|_{Max} + 360^\circ \times \frac{f_i}{f_r} \left| \frac{\Delta T}{T} \right|_{Max} \quad (3.7)$$

で求められる。

但し、

クロック周波数	$f_r$
中間周波数とその最大変動幅	$f_i,  \Delta f_i $
送信局発振周波数とその最大変動幅	$f_T,  \Delta f_T $
受信局発振周波数とその最大変動幅	$f_R,  \Delta f_R $
遅延線遅延時間と遅延時間変動幅	$T,  \Delta T $

今、

$$f_r \cong 400 \text{ MHz} \quad f_i \cong 4 \text{ GHz}$$

$$f_T = f_R \cong 80 \text{ GHz}$$

$$\left| \frac{\Delta f_T}{f_T} \right| = \left| \frac{\Delta f_R}{f_R} \right| = 1 \times 10^{-5}$$

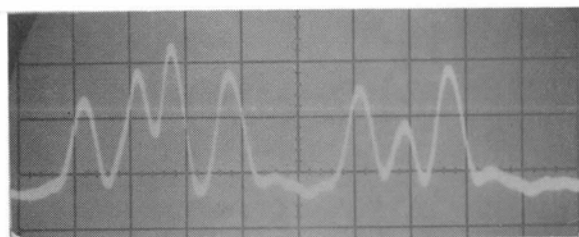
$$\left| \frac{\Delta f_i}{f_i} \right| = 1.5 \times 10^{-5}$$

$$\left| \frac{\Delta T}{T} \right| = 5.5 \times 10^{-5}$$

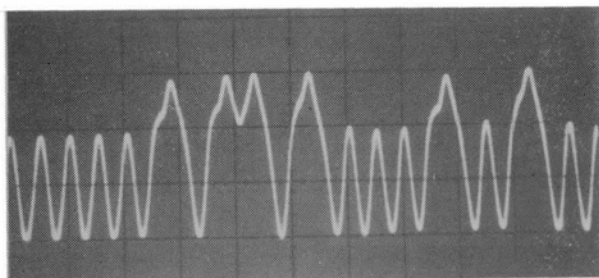
であるところから  $|\Delta\theta| = 2^\circ$  となる。

### 3.4.2 動作特性

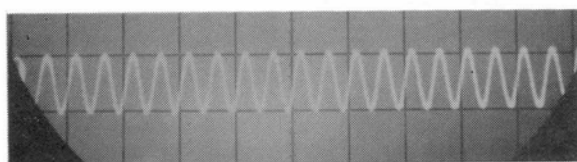
図 3.2.1 に示した 800 Mb/s 遅延検波方式復調部の検波識別動作波形例を図 3.2.2 に示す。これらの波形特性はクロック周波数 400 MHz という高速にもかかわらず予想通りのもので、良好に動作しているものと思われる。この復調部の動特性が真に設計目標通りであるか



遅延検波波形



識別出力波形



400 MHz タイミング波

図 3.2 2 復調部検波識別動作波形  
(横軸 5ns/div)

どうかを確認するために、2.4 節で述べた 4 相位相変調回路を用いて変復調部おり返しの場合の符号誤り率特性を測定した。測定回路構成を図 3.2 3 に示す。

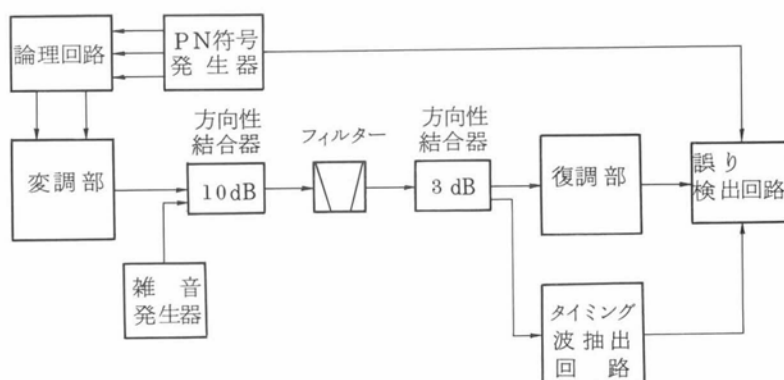


図 3.2 3 変復調部おり返し誤り率測定回路の構成

ここでは伝送路特性を5段トムソン形のフィルタで模擬した。フィルタの帯域は実際の波形伝送系に近い $\pm 250\text{ MHz}$ のものと、帯域制限のゆるやかな $\pm 300\text{ MHz}$ の2種を選んだ。この場合のBT積（B：パルス伝送系の3 dB 低下帯域幅，T：パルス繰返し周期）は変調波の立上り時間 $0.7\text{ ns}$ を含めると $\pm 250\text{ MHz}$ のとき1.0， $\pm 300\text{ MHz}$ のとき1.3となる。得られた結果を図3.24に示す。図からわかるように符号誤り率 $10^{-9}$ における理論値か

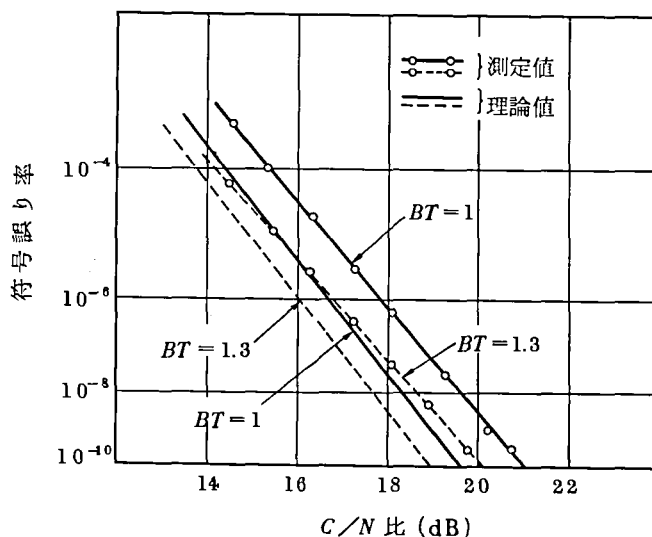


図 3.24 変復調部の符号誤り率特性

らのC/N劣化はどちらの場合もほぼ $\pm 250\text{ MHz}$ のフィルタを用いた場合1.4 dB， $\pm 300\text{ MHz}$ の場合は1.2 dBであった。この理論値からの劣化は主として送信変調部の変調角度誤差，変調出力パルス幅変動およびエコー，受信復調部の識別不確定幅の存在によるものと考えられる。これらの劣化要因によるC/N劣化を理論的に分析した結果を表3.2に示す。

表 3.2 800 Mb/s 4相PSK遅延検波方式

変復調回路おり返し誤り率特性劣化要因分析

劣化要因		実現値	C/N劣化 (dB)
変調回路	変調回路エコー	$<-34\text{ dB}$	0.2
	変調位相角度誤差	$\pm 1^\circ$	0.2
	変調波パルス幅変動	$\pm 150\text{ ps} (\pm 6\%)$	0.7
	直交成分発生	$A=0.12$	0.2
復調回路	識別不確定幅	$\pm 2.2^\circ$	0.5
	復調回路エコー	$<-34\text{ dB}$	0.2
合 計			2.0
補 正 後 *			1.3

\* 第5章で詳細に論じるが，C/N劣化の単純な加算では最悪評価であるので，これより補正值0.7 dB減じた値が実際の動作に近い値となる。

これから変復調回路におけるC/N劣化の主要部分は変調波のジッタと識別不確定幅であり、その他の要因によるものは、小さいことがわかった。但し次項で詳しく述べるように、識別不確定幅は $\pm 2.3^\circ$ 以下と小さいことがわかった。この値は400 MHzという高速でありながら、当初の仕様条件の1/2以下という良好なものである。

### 3.4.3 識別不確定幅の影響について

信号を識別するときに識別器に識別不確定幅があると信号レベルが減衰したと等価となりC/N劣化をまねく。したがって不確定幅はできるだけ小さいことが望ましく、またこの量を正確に把握することは重要である。

一般に識別不確定幅とは、その幅内で符号を誤って識別する確率が $1/2$ 、幅外では零という特性を有するものと考えられている。ここでも識別不確定幅をこの意味で定義し、符号誤り率特性を測定することによって間接的にその大きさを求めた。測定は復調回路の中間周波入力レベルを変えて等価的に不確定幅を変化させ、それが符号誤り率特性に及ぼす影響から識別不確定幅を求めた。図3.25にその結果を示す。パルスパターンは周期 $(2^{11}-1)$ ビットのM系列符号である。また識別不確定幅を $\pm 2.5\%$ とした場合の計算値を同図に破線で示す。

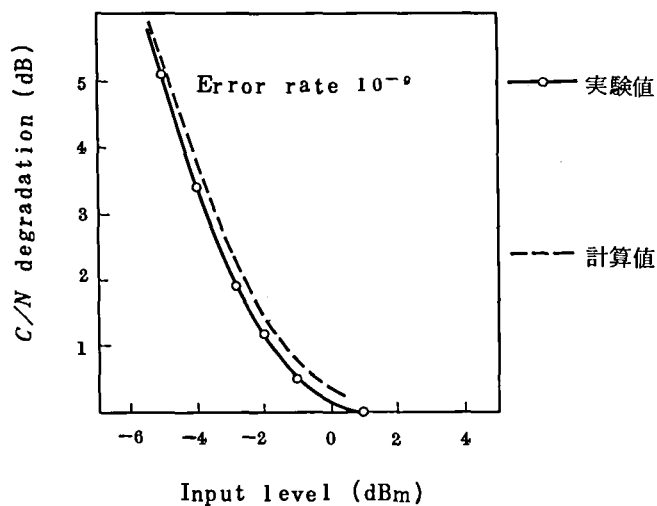


図 3.25 入力レベル対C/N劣化量  
(識別不確定領域を求める実験)

この計算は「中継系」の種々の劣化要因(符号間干渉, チャンネル間干渉, セット内エコーなど)を含めたものである。計算値と実験値の良好一致から識別不確定幅は $\pm 2.5\%$ であることがわかる。

3.3.2 で述べた1ビットマーク(あるいは1ビットスペース)を用いた識別不確定幅の測定

では±4.25°であったが、この差は3.3.2で述べた結果が、(1)識別器にとって最悪と考えられるパターンで得られたものであること、(2)測定に際して識別出力をサンプリングオシロスコープ上で観測し、出力が完全に識別されたと観測される点（誤り率で $10^{-4} \sim 10^{-5}$ 以下と推定される）をもって識別不確定幅の上限・下限と定義していること、などの理由から識別不確定幅が実際よりかなり大きめに求められているためと考えられる。

図3.25からレベル変動に対するC/N劣化余裕として0.5 dB程度を割当てるとすると2 dB程度のレベル変動を許容できる。またAGCを付加すればレベル変動は±0.5 dB以下におさえることが可能であるので、このときはC/N劣化は0.2 dB以下である。本復調回路はこのようにレベル変動に対し強いと思われるが、これは識別不確定幅が小さいことによるものと思われる。

以上、3.3.1で得られた位相識別回路を基本として遅延検波方式復調部を構成し、設計目標を満足する良好な特性が得られたことを確認した。本復調部は他のパラメータ（タイミング時点変位、位相角ずれ、しきい値）の変化に対しても理論通りの動作であることを確かめており、<sup>(8)</sup>この結果は同期検波復調部設計の基本となった。また、2.4節の変調部と本復調部の実現により、これらを遅延検波方式に対する導波管線路伝送の総合中継実験系に組みこみ伝送特性の正確な評価を行なうことができた。これについては4章にて詳述する。

#### 3.4.4 同期検波方式復調回路の基本技術

前項までに、遅延検波方式による高速4相PSK復調回路について述べ、800 Mb/s伝送という高速でありながら設計目標を満足するものを得、高速デジタル伝送における復調の基本技術確立がはかれた。導波管伝送においては、耐歪雑音特性に優れた復調部の実現が望ましく、その意味では同期検波復調の実現が要望された。しかし、これまで内外において800 Mb/s 4相PSKという高速デジタル伝送において、安定で性能の良い同期検波復調回路の実現例はない。本項では、前項までに述べた高速復調再生技術を基本とし、新しい創意を加えて実現した800 Mb/s 4相PSK同期検波復調回路について、その設計法と特性の基本についてふれ、4章で詳細に述べる同期検波方式ミリ波中継装置設計ならびに導波管伝送特性評価の準備とする。<sup>(31)~(35)</sup>

はじめに、設計条件を列挙すると以下の通りである。

- (i) ミリ波導波管伝送方式の第一の特徴である搬送周波数が非常に高いということのために、広い同期引込み周波数範囲をもち、また、周波数変動に対し位相誤差が大きくなりな

とが要求される。

(ii) 800 Mb/s 4 相PSKという高速デジタル信号に対し、安定で雑音の少ない搬送波抽出動作が得られなければならない。

(iii) 経済化をはかるため、中間周波数はなるべく低い方が望ましい。この時高速デジタル信号の復調を行なうので搬送波パルスとベースバンドパルス高調波とが互いに干渉し合っ  
て動作特性を劣化させないようにする必要がある。

(iv) 実用機器として温度変化(0°C~40°C)があっても復調・再生動作に大きな劣化をきたさない。

(v) 保守性を考慮して、変復調盤を別の任意のものに随時取りかえ可能とする必要がある。  
このとき送信から受信に到る波形伝送特性(周波数特性)が取りかえたために著しく変化して特性劣化をまねかないよう変復調回路自体は、中心周波数±400 MHzの範囲で振幅、遅延両特性とも平坦でなければならない。

これらの外部条件に照らして、同期検波復調部設計にあたっては次のような基本方針でこれにのぞみ、いくつかの創意を加えた。

④ 同期検波回路の回路形式には、(i)周波数逡倍形<sup>(36)(37)</sup>、(ii)逆変調形<sup>(38)(39)</sup>、(iii)再変調比較形<sup>(40)</sup>があるが、ここでは上記(ii)に鑑み、(ii)の形式を用いることとした。<sup>(2)</sup>すなわち、(i)は各種の周波数に対する回路や±400 MHzにわたる広帯域な周波数逡倍器を必要とすること、(ii)は変調された受信信号を高速パルスで再び逆変調して変調成分を除く方法を用いているが800 Mb/s 4 相PSKという高速では広帯域な逆変調器を必要とし、また歪を発生しやすい、などの理由から高速領域においては問題がある。一方(iii)では、単一周波の連続波を再変調し、受信信号と比較する方法を用いるので、再変調動作で生じる歪は少ない。さらには再変調波に、伝送路と等価な帯域制限を与えれば受信信号と同じ波形の比較信号が得られるので、高速パルスであっても、残差の少ない比較動作特性、すなわち雑音の少ない基準位相搬送波抽出の可能性がある。このような理由から(ii)の形式を選んでいる。

⑤ 無定位制御、ビート検出強制掃引回路の適用：上記(i)に鑑み、周波数変動に強い同期搬送波抽出回路実現を目指し、周波数変動によって位相誤差が大きくなる<sup>(41)</sup>ことに対処するため新しい創案による可逆計数回路を用いた無定位制御回路を実現し適用するとともに、本回路を引込み動作時には掃引回路として働かせる試みを採用した。<sup>(31)~(35)(42)</sup>

(正, 負両極性信号を同時に取扱う) で設計した。<sup>(33)~(35)</sup> また, 位相検波器には第 2 章で述べたように二重平衡形であるリング変調器の採用, ベースバンド信号と搬送波信号の相互干渉をさけるための整合分波回路の適用な<sup>(44)~(45)</sup>などを骨子とした復調回路設計を行なっ

検波復調回路ブロック図を図 3.26 に示す。<sup>(34)</sup> その代表的な実現性能を表 3.3 に示す。これに

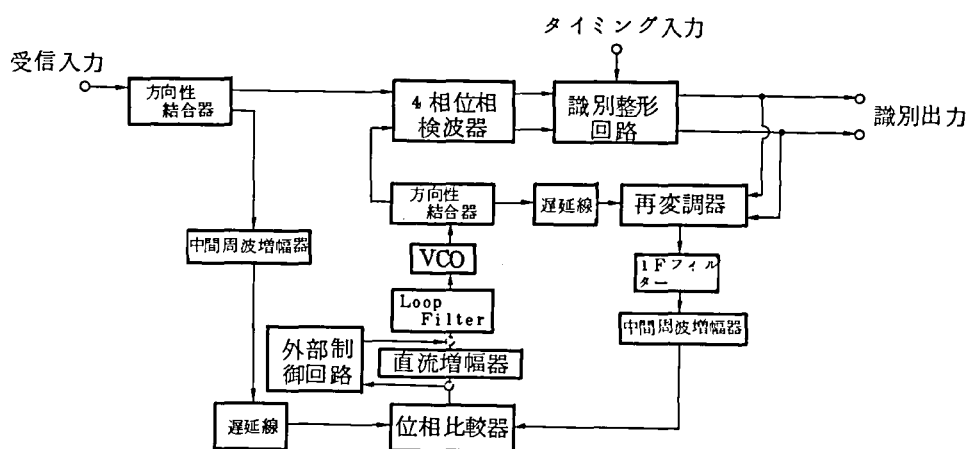


图 3.26 800 Mb/s 4 相 PSK 同期检波方式复调部回路构成

表 3.3 800 Mb/s 4 相 PSK 同期檢波方式復調部實現結果

振幅周波数特性	$\pm 0.45 \text{ dB}$ 以下 / $\pm 200 \text{ MHz}$ , $\pm 0.75 \text{ dB}$ 以下 / $\pm 400 \text{ MHz}$
遅延周波数特性	$\pm 0.1 \text{ ns}$ 以下 / $\pm 200 \text{ MHz}$ , $\pm 0.5 \text{ ns}$ 以下 / $\pm 400 \text{ MHz}$
識別不確定幅しきい値変動	$\pm 2.5\%$ 以下 ( $0^\circ \text{C} \sim 40^\circ \text{C}$ )
搬送波引込み周波数範囲	$1700 \pm 20 \text{ MHz}$
搬送波位相誤差	$\pm 2^\circ$ 以下 ( $0^\circ \text{C} \sim 40^\circ \text{C}$ , $1700 \pm 14 \text{ MHz}$ )
搬送波ジッタ	$2^\circ \text{rms}$ 以下
復調部出力条件	パルス振幅 $0 / -1.5 \text{ V} \pm 10\%$ パルス立上り $0.7 \text{ ns}$ 以下

より、 $800\text{ Mb/s}$  4相という、高速多値信号伝送にもかかわらず、またミリ波という搬送周波数のきわめて高い伝送方式用であるにもかかわらず高性能な同期検波方式復調部が実現出来、同期検波方式ミリ波再生中継装置実現へ大きく前進することとなった。

### 3.5 第3章のまとめ

ミリ波導波管伝送方式用の高速・多値（4相）位相変調信号を性能よく復調再生する回路として、耐歪雑音特性の優れているもの、周波数変動に強いものの実現を目的に基本技術からの検討を行なった。最終目標としては $800\text{ Mb/s}$  4相PSK信号に対する同期検波復調回路の実現におき、これに対し、まず高速における識別特性の定量的把握と実現性の検討、次に周波数変動に強い同期検波回路の実現の2つが最も重要な技術と考え基礎技術からの積み上げを行なった。得られた主要な結果は、

- (1) 高速における識別特性、特に識別不確定領域の定量的な把握が必要と考え、位相変調信号復調の基本となるASK信号に対する理論的評価を確立した。次に検波出力直接識別というデジタル信号再生の特徴を生かした新しい検波識別回路を案出・実現し、上述の不確定領域の影響の理論解析結果を実験的に裏付けた。理論と実験の良好一致が得られ、高速における具体的な設計目標、設計手法が得られた。
- (2) 次に、PSK信号に対する高速の検波識別回路について(1)の技術を応用発展させ、初めて $800\text{ Mb/s}$  4相PSK信号に対する検波・識別回路の実現に成功した。また、この情報伝送速度における遅延検波方式復調部の設計・試作を行ない目標を満足する性能のものを実現した。ここに、 $800\text{ Mb/s}$  4相PSK遅延検波方式復調回路の技術を確立した。<sup>(47)</sup>
- (3) (2)の技術を基本とし、新しい創意を加え周波数変動に強い同期検波復調部として設計目標を十分満足する性能のものを得た。この技術は我国最初の実用化方式であるW-40G方式中継装置に採用し、同期検波方式による $800\text{ Mb/s}$ のミリ波導波管伝送を可能とすることができた。

以上、2章と3章において、超高速ミリ波デジタル再生中継の基本技術となる高速変復調技術を確立することができた。



## 第4章 ミリ波再生中継装置設計と再生 中継伝送特性の解析

### 4.1 序

これまで、導波管伝送における高速大容量デジタル伝送に必要な高速変復調技術の確立について述べてきたが、ここでは、これらを適用して、導波管伝送方式における、再生中継伝送特性の解析・試験・評価について論じるものである。すなわち、W-40G方式用800Mb/s 4相PSK中継装置設計法ならびに導波管伝送方式における高速パルス伝送特性評価を最終目標におき、はじめにASK方式伝送特性の試験とその解析評価、次に遅延検波方式4相PSK伝送の試験とその解析評価を行ない、これらの結果を基本とし、2章、3章の成果をふまえて、最終目標である同期検波方式再生中継装置の設計法ならびに中継伝送路設計の基本的手法確立をはかった。(1)~(5)

4.1節では高速ASK信号の導波管伝送について述べている。<sup>(8)~(12)</sup>本試験では3.1節に述べた振幅識別回路を225Mb/s ASK方式中継装置の心臓部である識別再生部に用い、導波管線路、分波装置を含めた総合中継実験で良好な動作が得られていることを確認している。ここでは、はじめて225Mb/s という高速パルス信号に対して、熱雑音源から得た完全ランダムパルスに対する符号誤り率遠端測定<sup>(8)</sup>の技術<sup>(11)</sup>を確立している。これまで、検討例が少なかった高速ASKデジタル信号伝送における帯域制限の影響について理論的、実験的検討を行ないその特性を明らかにした。

4.2節では遅延検波方式4相PSK伝送についてその特性を理論的実験的に明らかにした。<sup>(13)~(18)</sup>本試験に必要な中継装置では、第2章、第3章の4GHz帯変復調回路を適用している。ここでは、タイミング情報伝送に有利とされながら高速領域では実現がむずかしかった $\pi/4$ シフト方式4相PSK信号伝送について、400MBという高速においても容易に実現可能な階段変調 $\pi/4$ シフト方式を提案するとともに、<sup>(19)~(20)</sup>これにもとづいた総合中継伝送実験を行ない、理論との良い一致を得ている。<sup>(21)</sup>ベル研究所では本論文とは別な方法で $\pi/4$ シフト方式の実験を行なっているがクロックは160MHzと低速であり、符号誤り率特性にフロア現象が見られ<sup>(22)</sup>(如何に $C/N$ を良くしても誤り率特性が下らない)完全な結果が得られたとは言いがたい。

また、この総合中継実験では、コーナ導波管を多数用いた場合の伝送特性につき理論的、実験的検討を行なったが、これは長距離導波管線路伝送を模倣する初めての試みであった。理論と実験の

良い一致が得られ、<sup>(13)(23)</sup> 4.3 節で詳述する W-40 G 導波管伝送方式設計の重要な基礎資料となった。

4.3 節では、内外でも初めての実用化方式である W-40 G 方式に用いることを目的とし、<sup>(1)(7)</sup> 第2章、第3章で述べた変復調技術、ならびに 4.1 節、4.2 節に示した技術を基本とした 800 Mb/s 同期検波方式 4 相 P S K 中継装置設計法を論じるとともに、試作・室内試験により設計の妥当性を確認した。<sup>(2)(3)(6)(7)(24)</sup> これは、全長約 23 km の現場試験回線で設計通りの動作特性が得られることを確認している。<sup>(1)(3)</sup> また、この現場試験回線における符号誤り率特性を分析し、<sup>(4)(5)</sup> 設計の妥当性を確認するとともに、800 Mb/s 4 相 P S K 同期検波方式中継装置設計法の確立ならびに中継伝送路特性の解明をはかることができた。本章の結果は第5章に述べる歪配分設計法確立の重要な基礎資料となっている。

#### 4.2 振幅変調方式中継伝送路の符号誤り率特性とその解析

本節では、ミリ波管伝送方式において、振幅変調方式 (ASK 方式) によって P C M 伝送を行なった場合の動作特性の解析と実験結果の対比を示す。これは、次に述べる位相変調方式伝送の基礎技術となるからである。はじめに、ガウス形の帯域制限がある場合の符号誤り率特性の解析結果をのべ、次に本実験に用いた中継装置、ならびに、分波装置、導波管線路を含む実験系について説明した後、本実験回路系の符号誤り率特性について理論値との対比を論ずる。なお、A S K 方式につきこのような高速領域で分波装置、線路を含めた総合的な実験系で測定を行ない理論値との対比を行なった例は筆者の知るかぎり内外にその例を見ないものであると考えている。

##### 4.2.1 2進差動振幅変調における符号誤り率特性の理論解析

振幅変調された搬送波パルスに、ガウス性雑音が加わった場合の  $C/N$  対符号誤り率の理論計算はすでによく知られているが、<sup>(34)</sup> それらには符号間干渉が存在する場合については述べられてないか、あるいは述べられていても、想定しているモデルが今回のミリメートル波中継実験におけるモデルとは異なっているので、本節では計算を延長して符号間干渉が存在する場合の符号誤り率特性の理論値を示し、実験結果の評価の尺度とする。

また、ここでは種々の劣化要因がある場合これを評価しようとする、従来は変形ベッセル関数を含む複雑な式となり、評価が困難であったが解析を容易とするために新しい近似式を導

出しその誤差を評価した。その結果きわめて有効な式であることを見出している。

符号間干渉がない場合のAMパルス列の誤り率は、3.2節でも述べたようにマークをスペースと誤る確率

$$P_I = \int_0^{\rho_0} \frac{\rho}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{A^2 + \rho^2}{2\sigma^2} \right\} I_0 \left( \frac{A\rho}{\sigma^2} \right) d\rho \quad (4.1)$$

スペースをマークと誤る確率

$$P_{II} = \exp \left\{ -\frac{\rho_0^2}{2\sigma^2} \right\} \quad (4.2)$$

によって

$$P_e' = p_M P_I + p_S P_{II} \quad (4.3)$$

とあらわされる。ここで、Aはマーク時のピーク振幅をあらわす。絶対的なAの値は問題でなく、ガウス性雑音の振幅分布の標準偏差 $\sigma$ との比が問題であるので、以下では $A=1$ として話を進める。また $I_0(z)$ は0次の変形ベッセル関数、 $\rho_0$ はスライスレベルである。もし、差動変調がほどこされている場合には、搬送波パルス1個を誤って識別すれば、それにもなうメッセージパルス列(差動変調がほどこされる以前の情報パルス列)は隣りあって2個誤るので、<sup>(9)</sup>差動変調方式の誤り率 $P_e$ は、

$$P_e = 2P_e' - 2P_e'^2 \quad (4.4)$$

となる。<sup>(8)</sup> $P_e$ としては $10^{-3}$ 以下の小さな値を考えているので、式4.4は

$$P_e \cong 2P_e' = 2(p_M P_I + p_S P_{II}) \quad (4.5)$$

と近似できる。

$P_I$ は式4.1のままでは数値計算を行なうのが困難である。そこで、附録4.Aにその導出を示したように、以下に示す近似式を得た。

すなわち

$$P_I = \sqrt{\rho_0} \phi(y) \quad (4.6)$$

である。

ここで

$$\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (4.7)$$

$$y = \sqrt{2R} (1 - \rho_0) \quad (4.8)$$

$$R = \frac{1}{2\sigma^2} \quad (4.9)$$

$R$ は、I F帯での信号と雑音の比をあらわすいわゆる  $C/N$  である。式 4.6 を用いた場合の誤差は小さく、たかだか 5 % である。(付録 4. A 参照)

つぎに、ガウス形の帯域制限による符号間干渉がある場合の符号誤り率は

$$P_{e, TXT} = 2 (p_M P_{X, I} + p_S P_{X, II}) \quad (4.10)$$

となる。ただし

$$P_{X, I} = \frac{1}{2} P_1 + \frac{1}{4} P_2 + \frac{1}{4} P_I \quad (4.11)$$

$$P_{X, II} = \frac{1}{2} P_3 + \frac{1}{4} P_4 + \frac{1}{4} P_{II} \quad (4.12)$$

$$P_1 = \sqrt{\rho_0'} \Phi(y'), \quad y' = \sqrt{2R'} (1 - \rho_0') \quad (4.13)$$

$$P_2 = \sqrt{\rho_0''} \Phi(y''), \quad y'' = \sqrt{2R''} (1 - \rho_0'') \quad (4.14)$$

$$P_3 = \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_T}} \Phi(\eta'), \quad \eta' = \sqrt{2R'} (\rho_0 - \rho_T) \quad (4.15)$$

$$P_4 = \sqrt{\frac{\rho_0}{2\rho_T}} \Phi(\eta''), \quad \eta'' = \sqrt{2R''} (\rho_0 - 2\rho_T) \quad (4.16)$$

$$\rho_0' = \frac{\rho_0}{1 - \rho_T} \quad (4.17)$$

$$\rho_0'' = \frac{\rho_0}{1 - 2\rho_T} \quad (4.18)$$

$$R' = R (1 - \rho_T)^2 \quad (4.19)$$

$$R'' = R (1 - 2\rho_T)^2 \quad (4.20)$$

$\rho_T$  : 符号間干渉量 (片側) (図 4.1 参照)

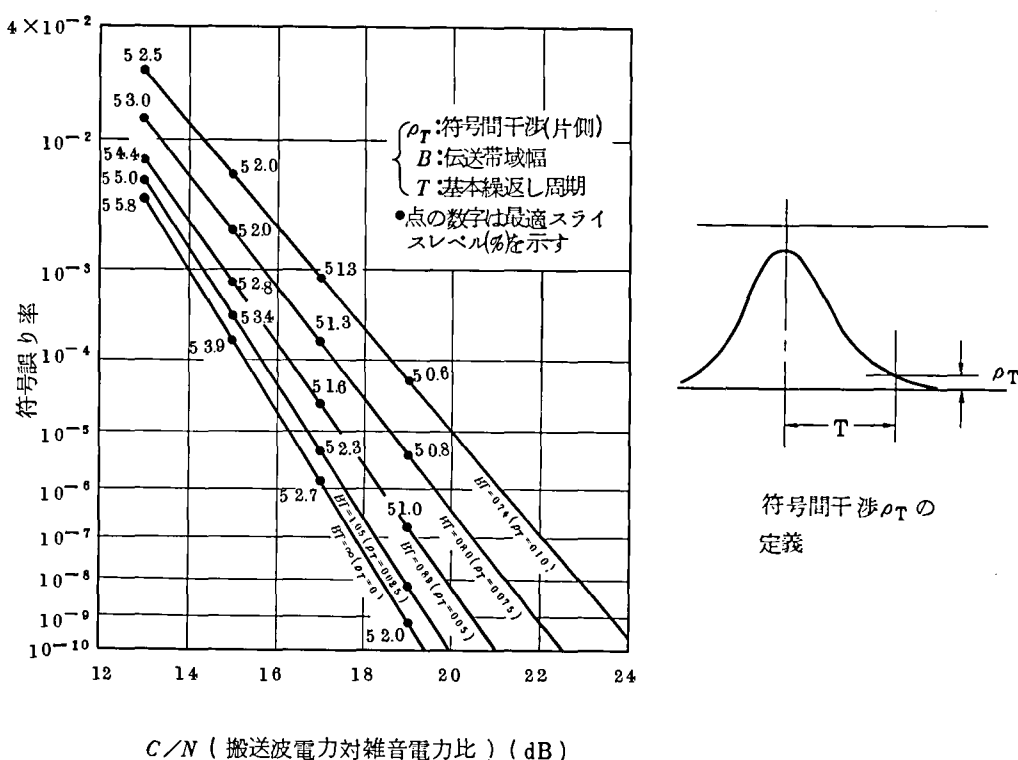


図 4.1 2進差動振幅変調方式における  $C/N$  対符号誤り率特性の理論値  
(スライスレベルを各  $C/N$  で最適にした場合)

式 (4.7) 以下について少し説明する。全体の誤り率はマークをスペースと誤る確率  $P_{X,I}$  とスペースをマークと誤る確率  $P_{X,II}$  の和であり、それぞれ式 (4.11), (4.12) に示すように、前後のタイムスロットから片側ずつ符号間干渉  $\rho_T$  を受けた場合 ( $P_1$ ) と、両側から同時に、 $2\rho_T$  なる干渉を受けた場合 ( $P_2$ ) と、全く干渉を受けない場合 ( $P_3$ ) とからなる。また、スペースをマークと誤る確率も同様に片側からの干渉の場合 ( $P_4$ ) と両側からの干渉の場合 ( $P_5$ ) と、干渉を受けない場合 ( $P_6$ ) とからなっている。 $\rho_0', \rho_0'', R'$  および  $R''$  はマークパルスが符号間干渉を受けた場合の実効的なスライスレベルおよび  $C/N$  を示すものである。

図 4.1 に式 (4.2) ~ 式 (4.20) にしたがって計算した 2 進差動振幅変調方式の  $C/N$  対符号誤り率特性の理論値を示す。ここに、帯域制限の影響、ならびに最適スライスレベルの関係を明らかにした。<sup>(8)(11)</sup>

図 4.2 は誤り率  $10^{-9}$  を与える  $C/N$  として、符号間干渉があるために、どれだけ余分に必要であるかを示したものである。同図では、同時に帯域制限によって起る符号間干渉量と  $BT$  積との関係をも示している。

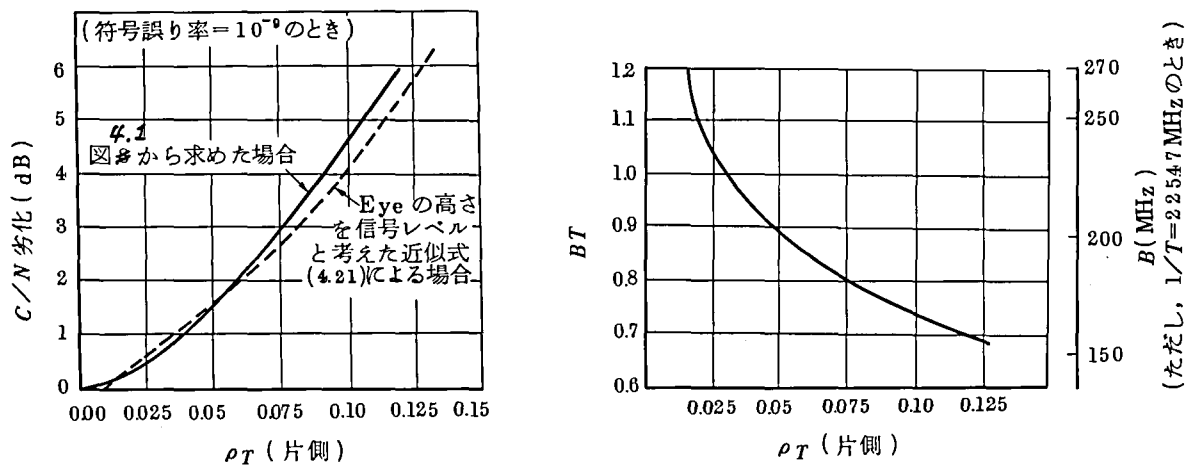


図 4.2 帯域制限, 符号間干渉および  $C/N$  劣化の関係を  
示すチャート

符号間干渉がある場合の誤り率特性は, 最悪アイオーブニングなる量を用いて次式のように近似的にあらわすことが考えられる。すなわち

$$P_{e, \text{TXT}}(C/N) \cong \frac{1}{4} P_e(E/N) \quad (4.21)$$

$$\text{但し } E/N = \frac{e}{\sqrt{2} \sigma}$$

$$e = 1 - 4 \rho_T : \text{最悪アイオーブニング}$$

これは, 誤り率  $10^{-9}$  程度という高い誤り率の場合には, 最悪アイオーブニングとなる時の誤り率で全体の誤り率が主体的に決定されると考えられるからである。式(4.21)の係数  $1/4$  は, 最悪アイオーブニングとなる確率がASKの場合  $1/4$  であることを意味している。

一定の誤り率(例えば  $10^{-9}$ )を得るに必要な  $C/N$  値は符号間干渉によりさらに大きな値となり, この過剰分が  $C/N$  劣化であるが, この大きさは, 式(4.21)の  $(C/N)$  と  $(E/N)$  との違いとなる。すなわち,  $C/N$  劣化量  $((C/N)_{\text{excess}})$  を

$$(C/N)_{excess} = |20 \log (1 - 4\rho_T)| - 0.32 \quad (4.22)$$

なる式で近似的に求めることも考えられる。ここで、末尾の 0.32 という定数は、式(4.21)における  $1/4$  なる確率を誤り率  $10^{-9}$  近傍で  $C/N$  値に換算したものである。図 4.1 より正確に求めた  $C/N$  劣化と、式(4.22)によるものとの比較を図 4.2 に示した。点線が近似式による場合であり、実際には、 $BT = 1$  近傍のことを考えることが多いが、そのような場合この近似式で十分であり、回線設計等には便利である。

以上、差動変調 ASK 方式に対する帯域制限の影響を含めた符号誤り率特性の解析、ならびに  $C/N$  劣化を評価する設計に便利な近似式の導出について示した。

#### 4.2.2 2進差動振幅変調方式総合中継実験系

導波管線路の高速パルス伝送特性を評価するため、折り返し 8.4 Km の導波管線路、<sup>(26)</sup> 分波装置、<sup>(27)</sup> 中継装置、<sup>(28)</sup> を含めた実験系を構成し総合中継実験を試みた。<sup>(9)</sup> 本論文ではこのうち符号誤り率特性について 4.2.1 で述べた理論値との対比を行ない、伝送特性評価を試みるものである。

本実験系の主要諸元を表 4.1 に示す。

表 4.1 2進差動 ASK 総合中継実験系主要諸元

導波管線路	誘電体内装、らせん導波管混用線路、内径 5.1 mm $\phi$ 、折り返し 8.4 km 直埋方式
分波装置	4 段階構成 枝分れ方式
使用周波数帯域	40 ~ 80 GHz
変調方式	PCM-ASK 差動変調 (2 進)、占有率 100 %
中継装置搬送周波数	46.5 GHz (1 号器) 48.2 GHz (2 号器)
符号速度	225.47 Mb/s (電話換算約 3,000 通話路)
中継方式	ヘテロダイン受信、ベースバンド再生、スイッチング通倍送信
送信出力	2 dBm 以上
中間周波数	4 GHz
識別方式	IF 検波電流直接識別、エサキダイオード対山電流比較形
タイミング方式	IF 検波、2 乗、クリッピング
波形伝送方式	ガウス形、 $BT = 1$ *

\* ) B : 3 dB 低下帯域, T : パルス繰返し周期 (4.44 nsec)

中継装置はクロック周波数  $225\text{ MHz}$  の 2 進差動 A S K 方式のものであり、変調部は周波数通倍器による高速ミリ波パルスの発生、<sup>(29)(30)</sup> ならびに再生中継の心臓部ともなるべき識別再生部には 3.2.2 項で述べた検波識別回路を用いている。A S K 信号に対する伝送特性（符号誤り率特性）を実験・評価するにあたり、高速パルス伝送における遠端測定 of 技術を確立する必要があった。これについて次項に詳述する。

#### 4.2.3 高速完全ランダムパターンの符号誤り率測定法

中継系の実際の通信状態に近い動作特性を知るためにはランダムパターンについての符号誤り率の測定が必要である。従来の P C M 中継系では、擬似ランダムパターン（P N パターン）発生回路により受信側に送信側と同じ基準コードを得て、受信パルス列の符号誤りを検出する方法がとられているが、

- (i) 擬似ランダムパターンよりも完全ランダムパターンで評価できれば、より実際の通信系を模擬できることとなり、より好ましいこと、
- (ii) 本実験系では実験線路が標準中継間隔より短かく送受間損失が少ないので、誤りパルスが発生しない基準伝送路を構成でき、これを通して比較基準のパルスを受信側に伝送出来ること、
- (iii) 導波管線路はループを形成し、信号は折り返されて来るので送信装置、受信装置が 1 つの実験局舎内にあること、

の 3 つの理由から、熱雑音より発生させた完全ランダムパターンによって符号誤り率の測定を行ないうる可能性が考えられるのでこの点を検討した。

具体的には導波管線路を含む、実験系を図 4.3 に示すように構成した。本実験構成では、受端比較による符号誤り率測定系を実現し、中継実験系に含まれる  $8.4\text{ Km}$  の導波管線路にもとずく大きな遅延量にかかわらず、完全にランダムなパターンについても符号誤りを検出できるようにしている。ベースバンド雑音から作ったランダムパターンコードは  $225.47\text{ MHz}$  のクロック波によって識別・整形して 2 系列に分岐し 2 台のミリ波中継実験装置（1 号器、2 号器）の各送信部に加える。これら 2 系列のコードは  $8.4\text{ Km}$  の導波管線路およびミリメートル波分波器を通ったのち、それぞれの受信部で識別・再生される。中継実験系では中継間隔が  $15\text{ Km}$  のときに符号誤り率が  $1 \times 10^{-9}$  程度になるよう設計しているから、 $8.4\text{ Km}$  の伝送系については  $C/N$  に十分な余裕がある。したがって基準系のチャンネル（たとえば図 4.3 の 1 号器）の受信部出力として符号誤りの皆無に近い基準コードを得ることができる。一方、被測定



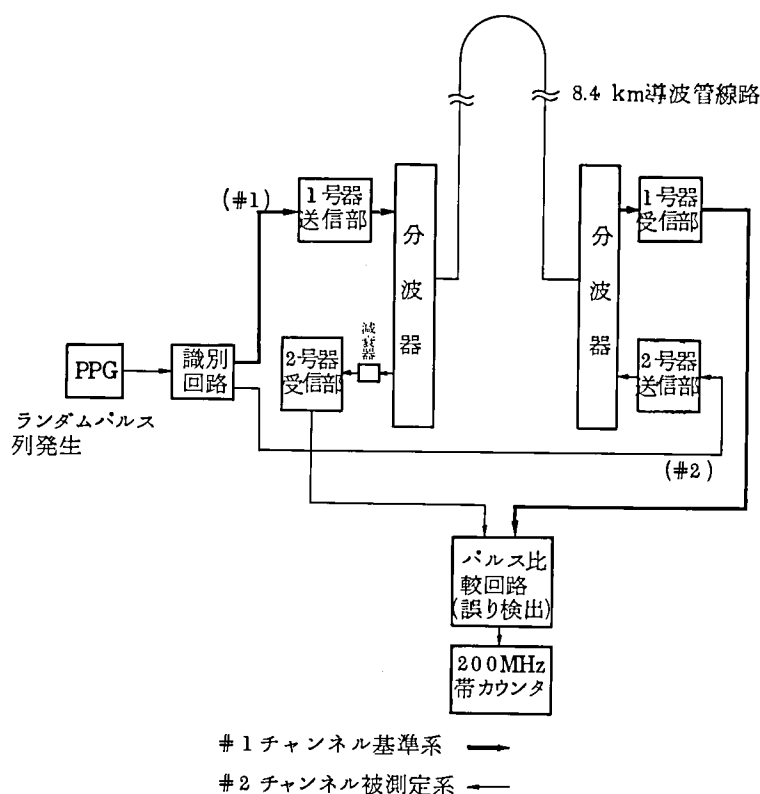


図 4.3 ミリ波中継実験系のランダムパターンに対する  
誤り率測定回路構成

系のチャンネル（たとえば図 4.3 の 2 号器）においては，ミリ波回路部に減衰器を付加して系の  $C/N$  特性を等価的に 15 Km の導波管線路を通した場合と同様にしているから，受信部出力コードにはある符号誤りが起こっている。これら 2 系列の受信コードをパルス比較回路で比較すれば，被測定系のチャンネルで生ずる符号誤りを精度よく測定することができる。このとき，前述の減衰器の減衰量を適当に変化させれば被測定系の  $C/N$  対符号誤り率特性を述めることができる。<sup>(11)</sup>

この測定系では，ランダムパルス列の発生とパルス比較がとくに問題となる。以下，これらの点に関し述べる。

雑音波形からデジタルなランダムパルス列を得るには，図 4.4 (a) に示すように識別回路を用いてサンプリングを行えばよいが，識別回路が，しきい値に幅をもつような不完全なものの場合には図 4.4 (b) に示すように“1”と“0”の中間の振幅をもつパルスが生ずる。このような不完全パルスを含むコードをそのまま 2 つの送信部に加えると，おのこの送信論理回路の識別特性の差により不完全パルスを“1”と読むか“0”と読むかの違いがでてくるおそれがある。すなわち基準系と被測定系の 2 つのチャンネルが送信側においてすでに異なった符号を送出す

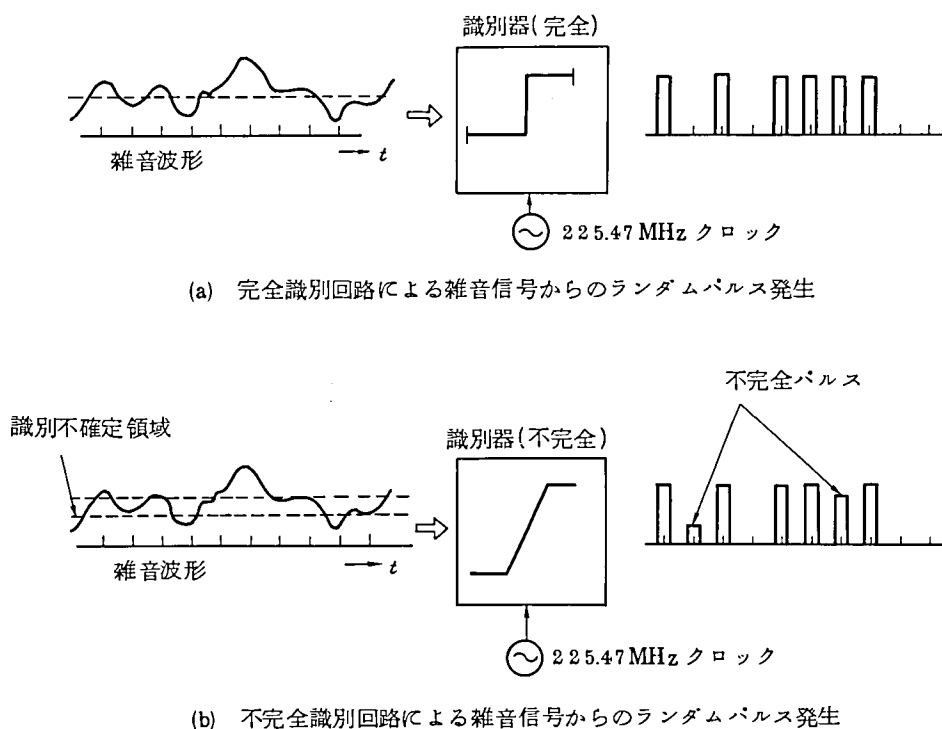


図 4.4 雑音信号からのランダムパルスの発生

るため、被側定系に符号誤りがなくとも、受信側のパルス比較回路およびカウンタではこのような両チャンネル間の符号の違いを検出し、これを符号誤りとして計数する。したがって、このような不完全パルスがごくまれにしか発生せず、それによって両チャンネルに異なった符号のパルスが出現する確率を、たとえば  $10^{-9}$  程度に小さくおさえ得たととしても、 $10^{-9}$  近傍およびそれ以下の符号誤り率を測定することができなくなる。不完全パルスの発生確率が  $10^{-4}$  程度以下であるとサンプリングオシロスコープ上にもあらわれなくなるので、このようなパルスが低い確率で発生している場合には、見逃すことが多い。実際、図 4.3 の完全ランダムパターン発生器 (P.P.G.) 出力には中間的な振幅のパルスが低確率 ( $10^{-4}$  程度と推定される) ではあるが発生し、この P.P.G. 出力コードを直接各送信器に加えた場合には、 $C/N$  を大きくしても受信側で計数した見かけの符号誤り率は  $10^{-5}$  より小さくならなかった。ここでは、図 4.3 に示すように P.P.G. のあとにさらに識別回路を用い、これによって不完全パルスの影響を大きく軽減し  $10^{-9}$  以下の符号誤り率の測定を可能にしている。図 4.4 (a) に示すような理想識別特性を得るためには、識別回路を何段か縦続接続すればよい。〔ただし、本実験には、トンネルダイオード対識別回路を上述のように 1 つ付加するだけで十分であった〕。

図 4.5 に誤りパルス検出回路のブロック図を示す。

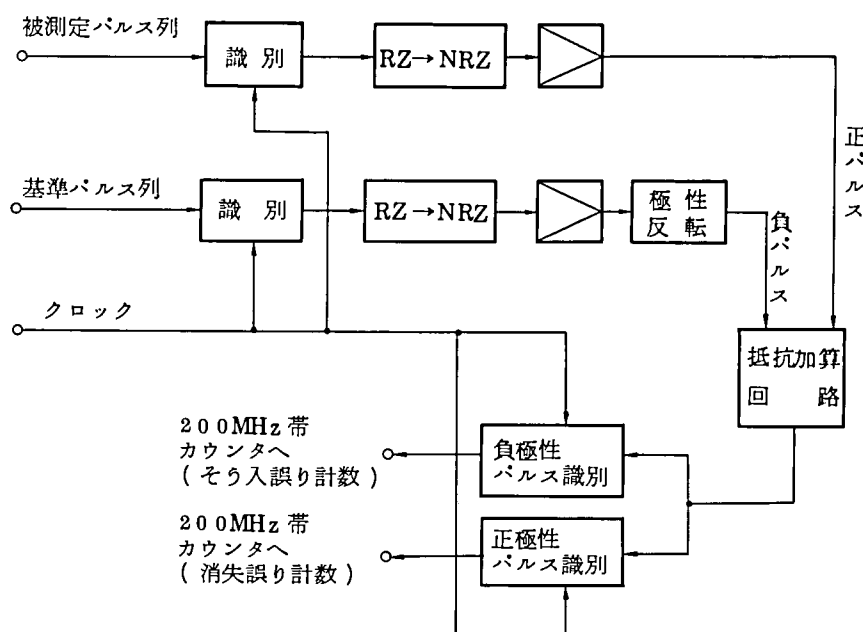


図 4.5 225.47 MB ランダムパターンの符号誤り率測定における  
パルス比較回路

以上に述べたように、ランダムパルス発生の問題が解決されたので、8.4 Kmの導波管線路を含むランダムパターン符号誤り率測定系を実現することができた。

#### 4.2.4 2進差動振幅変調における符号誤り率特性

総合中継実験系の符号誤り率を測定するに先立って、その尺度となる4.2.1の理論値の妥当性を確認しておく必要がある。ここでは、帯域制限が非常に少ない場合と、逆にかなりきびしい場合について $C/N$ 対符号誤り率特性を実測し、理論との比較を行なうこととする。

##### 実験〔I〕 帯域制限の少ない場合

ミリ波中継実験装置の送受信部をミリ波方形導波管で直結し、分波器、IFフィルタなどの帯域制限要素をできるだけ除いた状態で $C/N$ 対符号誤り率特性を測定する。この場合送信出力波形の立上り、立下り時間を考慮しても $BT=2$ 程度の状態が実現でき、受信部の中間周波出力波形（検波器入力波形）の符号間干渉は図4.6のように非常に少なくなる。 $C/N$ 対符号誤り率特性の実測値は図4.7の○印に示すようになり、理論値と非常によく一致している。ただし図4.1では、各 $C/N$ 値に対して最適スライスレベルをとった場合の理論値を示したが、ここでは簡単のため識別器のスライスレベルを固定して誤り率を測定し、これに対応する理論値も同じ条件で計算している。

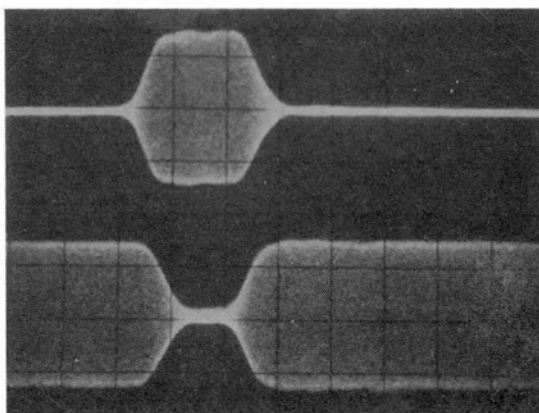
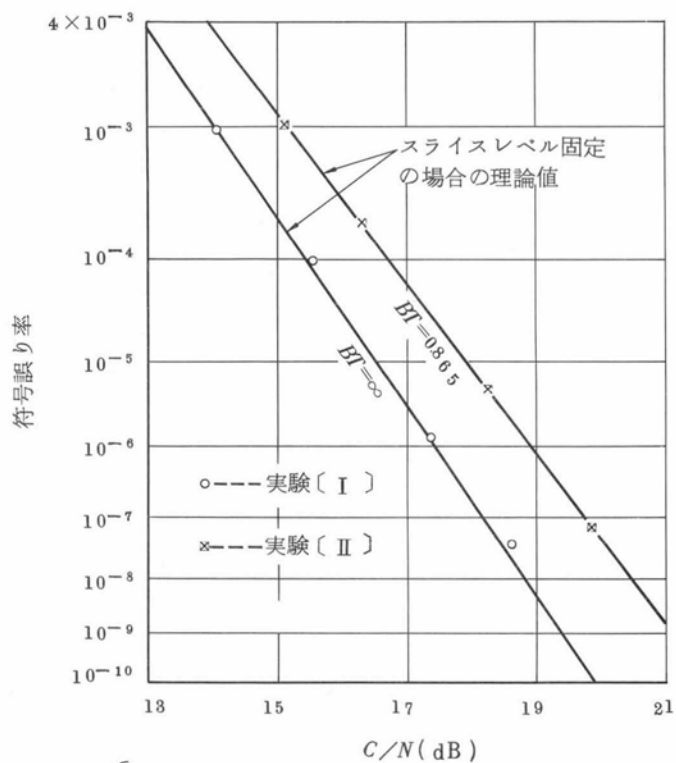


図 4.6 受信部の中間周波出力波形

IFフィルタなし, 2号器  
 メッセージコード: 110000000  
 差動ASKコード: 10000000 (上)  
 又は01111111 (下)



測定条件 {  
 実験〔I〕 IFフィルタなし, スライスレベル: 固定 (14.1 dB最適)  
 実験〔II〕 IFフィルタ ( $\pm 106 \text{ MHz}$ ) 使用,  
 スライスレベル: 固定 (15.2 dB最適)  
 タイミング: 外部同期

図 4.7  $C/N$ 対符号誤り率特性の理論値と実測値 (ASK方式)

なお、この測定では、被測定系に 8.4 Km の導波管線路を含んでいないので、基準系は同軸ケーブルで構成し、直接、送端・受端比較を行なった。メッセージコードはマーク率がほぼ 50 % の完全ランダムパルス列とした。

#### 実験〔Ⅱ〕 帯域制限が大きい場合

実験〔Ⅰ〕と同じく送受直結の構成とし、 $\pm 106 \text{ MHz}$  の帯域幅をもつ IF フィルタを用いた場合、送信出力波形の立上り、立下り時間をも含めた総合伝送帯域幅は約  $195 \text{ MHz}$  ( $BT = 0.865$ ) となる。この場合の中間周波出力波形は図 4.8 に示すように隣接タイムスロットの符号間干渉がかなり大きくなる。

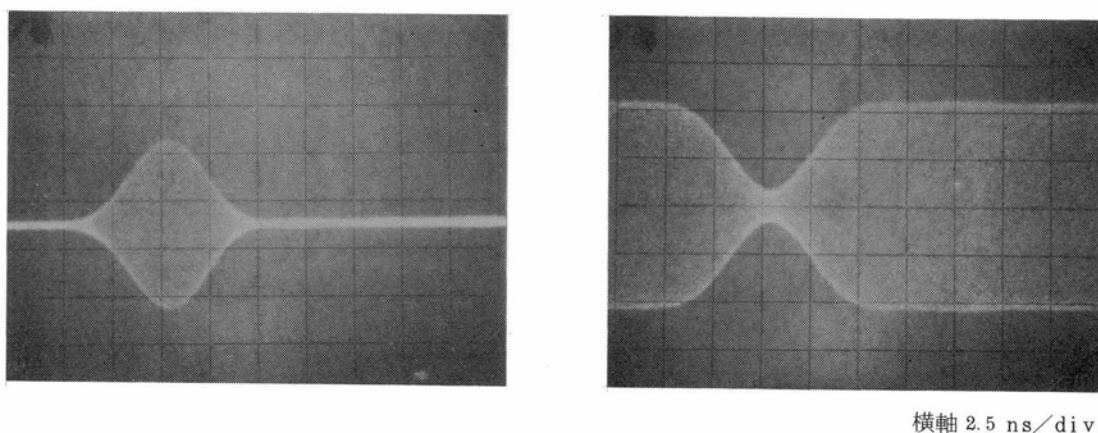


図 4.8 受信器の中間周波出力波形

$$\left( \begin{array}{l} \text{IF フィルタ} \pm 106 \text{ MHz} \\ \text{メッセージコード: } 1100000000 \cdots \\ \text{差動 ASK コード: } 1000000000 \cdots (\text{上}) \\ \text{又は } 0111111111 \cdots (\text{下}) \end{array} \right)$$

$C/N$  対符号誤り率特性の実測 は図 4.7 の×印のようになり、実験〔Ⅰ〕の場合と同様に、理論値とよい一致を示している。(8)(11)

以上の 2 つの実験結果から、前節で論じた  $C/N$  対符号誤り率特性の理論値の妥当性が立証された。同時に、ミリ波中継実験装置の送・受信部の基本動作特性ならびに 3.2 節で述べた検波識別回路の動作特性が誤り率特性からみても良好であることが確認された。

#### 4.2.5 総合中継実験系の符号誤り率特性

ここでは導波管線路およびミリ波分波器を通した場合の総合中継実験系の符号誤り

率特性につき述べる。

まず，1中継系についてのランダムパターンによる符号誤り率の測定を，4.2.3項で述べた方法により行なった。このとき分波器系（送受のチャンネル分波器としてスリーガイド形のものを使用した場合）<sup>(27)</sup>の伝送帯域幅は約340MHzであり，受信器のIFフィルタのそれは±200MHzを用いている。中継実験系総合の伝送帯域幅は230MHz（ $BT=1.02$ ）となり，目標値 $BT=1.0$ にほぼ近くなる。また，スライスレベルは， $C/N=14.1$  dB のとき誤り率が最小となるように定め，そのまま固定して誤り率を測定した。このような条件のもとでの $C/N$ 対符号誤り率特性の理論値は式（4.10）～式（4.20）により図4.9の実線で与えられる。

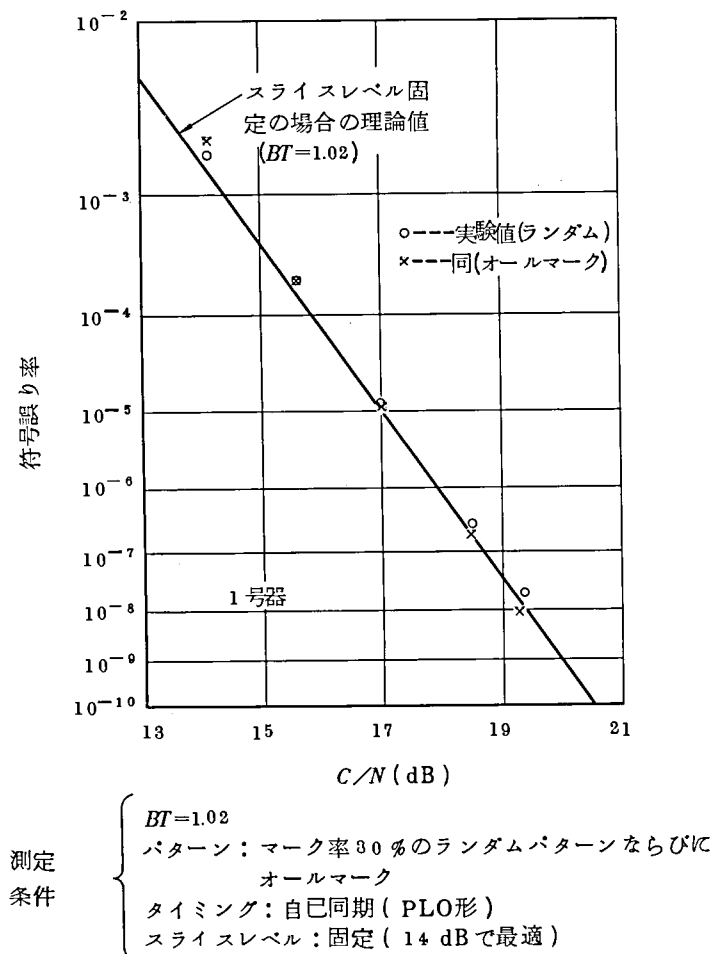
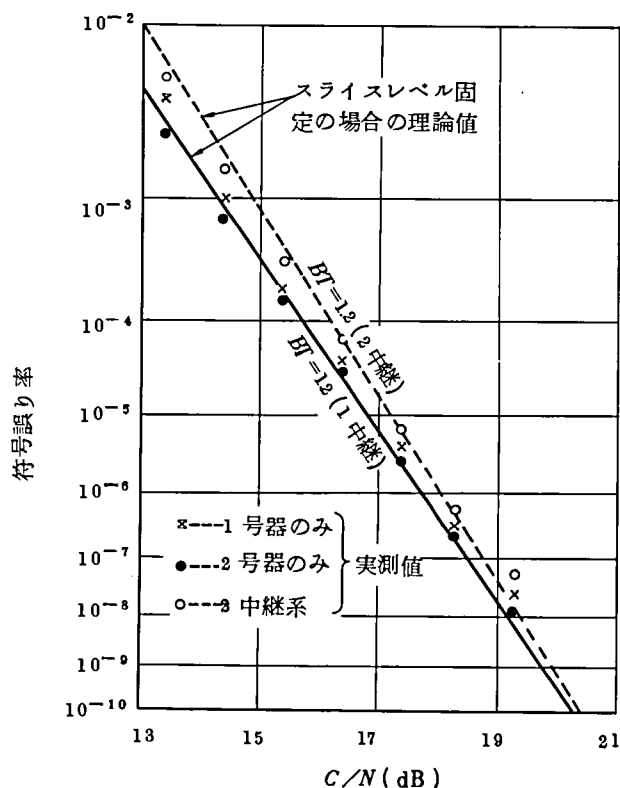


図 4.9 ASK方式総合中継実験系の $C/N$ 対符号誤り率特性（1中継系）

これに対し、ランダムパターン（マーク率80%）についての実測値は○印のようになり理論値と非常によく一致している。なお、図4.9の×印は、メッセージオールマークの定常パターン（受信器の識別器入力パルス例では101010……）についての実測値である。オールマークと、ランダムパターンとは非常によく一致した結果が得られた。

以上の測定結果より、中継実験系においては、伝送帯域制限により生ずる符号間干渉以外の要因による符号誤り率の増加は非常に少ないことが明らかとなった。また、4.2.3項で述べたランダムパターンに対する測定法が有効であることが確認できた。

つぎに、1号器、2号器を直列に接続した2中継系についての符号誤り率の測定につき述べる。この場合には伝送系総合の遅延時間は、信号が8.4kmの導波管線路の2倍の伝送路を通るため非常に大きくなる。しかもミリ波回線を2つとも使用するので4.2.3項の方法は適用できず、ランダムパターンに対する測定はできない。しかし、上述したようにランダムパターンと同様の特性を示すメッセージオールマークパターンを使用すれば容易に比較基準パターンがなくても測定することができる。



測定条件 {  $BT=1.1$  (1号器),  $1.2$  (2号器)  
 パターン: メッセージオールマーク  
 タイミング: 自己同期 (PLO使用)  
 スライスレベル: 固定 (13 dB で最適)

図 4.10 2中継系の  $C/N$  対符号誤り率特性

2 中継系についての測定結果は図 4.10 のようになる。図中実線は 1 中継系のランダムパターンに対する  $C/N$  対符号誤り率特性の理論値，点線は 2 中継系の理論値である。ただしこの測定においては，分波器系のうちのチャンネル分波器として送信側に中心励振形，受信側にスリーガイド形のものを使用しており，<sup>(27)</sup> 分波器系総合の帯域幅は 1 号器で 400 MHz，2 号器で 420 MHz となる。したがって，中継実験系の  $BT$  は 1 号器で 1.1，2 号器で 1.2 となるが，図 4.10 には理論値として  $BT=1.2$  の場合を示してある。スライスレベルは  $C/N=13$  で誤り率が最小になるよう固定している。図 4.10 の×印は 1 号器のみ，・印は 2 号器のみの 1 中継系の特性で，○印が 2 中継系の実測値である。いずれも理論値によく一致している。

以上に述べたように，ASK 方式ミリ波総合中継実験系における  $C/N$  対符号誤り率特性は，1 中継系，2 中継系ともに理論値に近いことが明らかになった。また，4.2.3 項で述べた誤り率測定法が十分実用的であることが確認された。

#### 4.2.6 考 察

225.47 Mb/s 差動 ASK 方式によるミリ波総合中継実験系の符号誤り率測定に関し検討した。得られた結果を要約するとつぎのようになる。

- (i) 8.4 Km の導波管線路を含めた中継系において，2 つあるミリメートル波回線の一方を基準系とすることによって，完全にランダムなパターンについても符号誤り率を測定できる回路を，トンネルダイオード識別器により実現し，高速における完全ランダムパターンに対する誤り率特性測定技術を確立した。
- (ii) 2 進差動 ASK 方式において伝送系の帯域制限による符号間干渉が存在する場合の  $C/N$  対符号誤り率特性を理論的に検討した。これと，確認のために行なった実験結果とはよく一致した。
- (iii) ミリメートル波総合中継実験系の符号誤り率特性を 1 中継系ならびに 2 中継系について測定し，理論的に予想される値に近い実測値を得た。この結果，上述の測定法が十分有効であることが確認され，同時に，中継実験系の伝送特性，動作特性が良好で，帯域制限以外の要因（エコー，識別不確定領域の存在など）による  $C/N$  劣化は，0.2 ～ 0.5 dB 程度（ $10^{-9}$  のとき）と小さいことを明らかにした。

以上，振幅変調（ASK）方式に対する導波管線路の高速パルス伝送特性について，その測定法ならびに測定結果を理論的，実験的に明らかにした。このことから，導波管線路を伝送することにより特に伝送品質の劣化はみとめられなかった。この実験では，サンプルとなった導



波管線路が 8.4 km と短いのでこの結果からすべてを結論づけることはできないが、さらに高速パルスの伝送あるいは位相変調パルス伝送の可能性が十分あると考えられる。そこで次節ではクロック周波数がさらに高い（約倍）位相変調（PSK）パルス伝送特性について論じる。

#### 4.3 遅延検波復調 4 相位相変調方式中継伝送路の誤り率特性とその解析

搬送波 PCM 伝送では、よく位相変調（PSK）方式が用いられる。これは第 2 章図 2.1 に示したように一定の符号誤り率を得るのに所要の  $C/N$  値が例えば ASK 方式などと比較し少なく済むからである。ところで PSK 方式では、周波数変動による位相誤差発生や、伝送路の非対称振幅・遅延周波数特性などによる直交成分の発生が原因して等価的に  $C/N$  劣化をきたす可能性がある。

ASK 方式では、このような劣化は特に問題とならないので、まず高速伝送における基本特性確認の意味から前節で述べたように 225 Mb/s の ASK 方式による伝送試験を試みた。その結果、理論と実験の非常に良い一致が得られ、さらに速度を上げ得ること、位相変調信号伝送の可能性も十分あることが判明したので、本節以降では最終目標に向けて高速 PSK 信号伝送について検討を行なうこととした。

PSK には 2 相、4 相、8 相……等と変調位相を多値化していくことが考えられ、それぞれ符号誤り率特性から見た伝送特性は異なる。また、復調方式として、大別して遅延検波方式と同期検波方式の二種類が考えられる。復調では位相検波が必要であるが、これを行なう際には、基準とする位相情報をもつ搬送波が必要である。遅延検波では 1 ビット（一般には  $n$  ビット）前の信号を基準位相搬送波として位相検波する。遅延線と位相検波器とによって復調部が構成できるので回路が簡単となる長所がある反面、基準位相搬送波も信号の一部であるから雑音を含んでおり、一定の誤り率を得るに要する  $C/N$  が同期検波方式に比べ 4 相 PSK の場合約 3 dB 大きな値が必要であるという欠点がある。一方同期検波方式では、位相変調された信号からその変調成分を何らかの非線形操作によって取りさり基準位相搬送波を抽出する必要がある。回路構成が複雑になるとともに、特に高速パルス列に対しこれを行なうには技術的な困難がともなう。ここでは、高速 PSK 信号から安定な同期検波用基準位相搬送波を抽出する技術確立を要する同期検波方式と、比較的復調回路が簡単となるが劣化が大きいと予想される遅延検波方式とを定量的に比較する意味で、まず遅延検波復調について検討した。

すなわち遅延検波復調 PSK 信号の導波管伝送における符号誤り率特性を理論的、実験的に

論じる。また、ここでは、遅延検波方式復調に適した $\pi/4$ シフト4相位相変調方式について、特に数百MB以上という高速では従来実現が困難であったが、「階段変調 $\pi/4$ シフト4相位相変調方式」という新しい回路構成法を提案し、これによって400MBという高速であっても高性能な変復調動作が得られることを、理論的・実験的に確認している。

はじめに、この「階段変調方式」という新しい変調方式について説明し、この場合の符号誤り率特性を一般の $\pi/4$ シフト方式あるいは $\pi/2$ シフト方式の場合と理論的に比較し、次にこの方式により実現したミリ波中継装置について概説し、最後に導波管線路を通した伝送特性について論じる。

#### 4.3.1 階段変調 $\pi/4$ シフト4相位相変調方式<sup>(19)~(21)</sup>

4相位相変調方式には $\pi/2$ シフト方式と $\pi/4$ シフト方式の2つの方法が考えられることは2.2節で述べた。図2.3は $\pi/2$ シフト方式と $\pi/4$ シフト方式の相違を示している。

$\pi/4$ シフト方式は、8相位相変調の変形と考えることができ、前のビットとの間に

$(2n+1) \times \pi/4$  ( $n=0, 1, 2, 3$ ) ラジアン<sup>\*</sup>の位相差を持つものである。この方式は、かならず前後のタイムスロット間に $\pi/4$ の奇数倍の位相変化がありタイミング情報が絶えることはない。しかも、タイミング波抽出に際し、再生されたタイミング波の振幅変動を小さくすることが期待できる。

ところが、前述したように $\pi/4$ シフト方式は元来8相位相変調の変形であるので、回路構成が複雑になるという欠点があり、また数百メガボーという高速では実現が困難とされていた。

ベル研究所では、このような $\pi/2$ シフト2相位相変調波、あるいは $\pi/4$ シフト4相位相変調波を簡単な回路で得る方法(FM-DCPSK<sup>\*</sup>と呼ばれている)について実験的な検討を行なっている。<sup>(22)</sup>これを図4.11に示す。ここでは周波数変調器にインパルス<sup>\*</sup>を印加して、所要の変調波を得ようとするものであるが、インパルスのパルス高さを正確におさえないと位相誤差を生じることとなるので、特に高速において特性の良い変調動作を得ることは困難になるものと考えられる。 $\pi/2$ シフト2相の実験ではクロック周波数306MHz、 $\pi/4$ シフト4相の場合は160MHzであり、クロック周波数400MHzでの4相PSKの動作例は内外にその例を見ない。

ここに提案する方式は、被変調搬送波信号として $f_r/8$  ( $f_r$ はパルス繰返し周波数) だけを

---

\* Frequency Modulation Differentially Coherent Phase Shift Keying

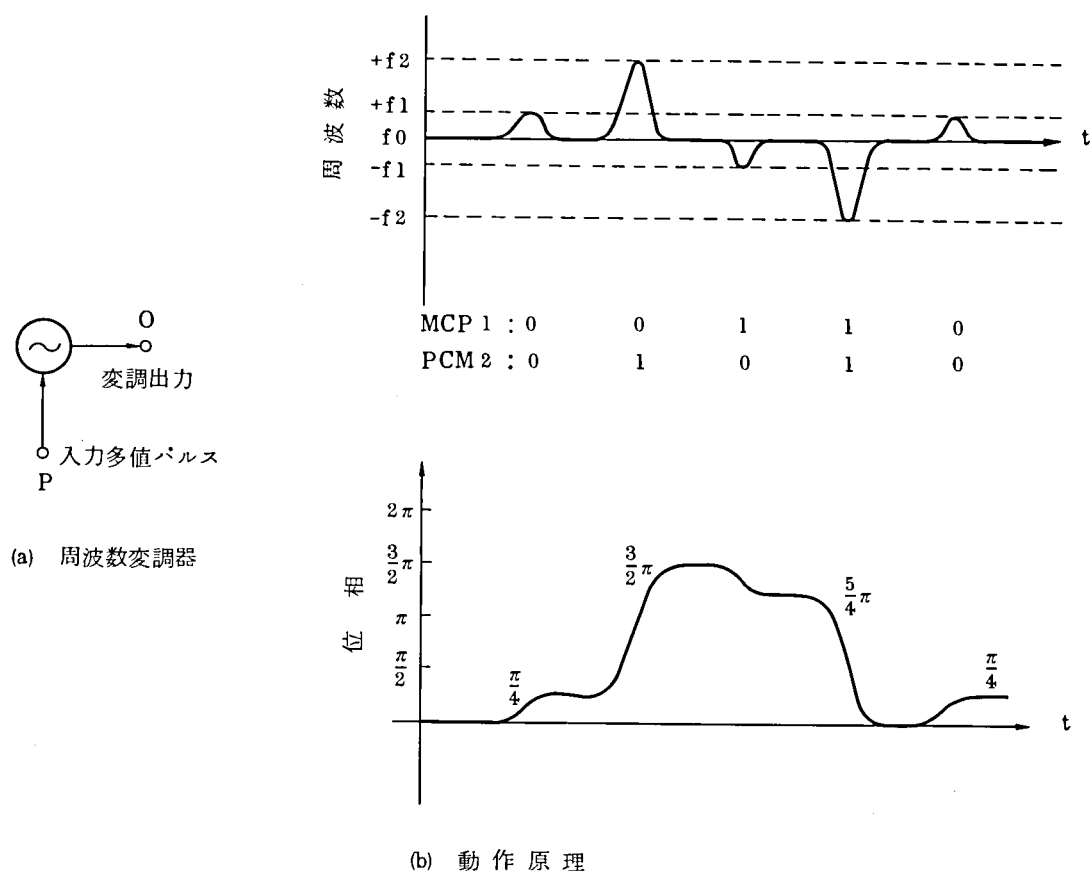


図 4.1.1 FM-DCPSK方式変調原理図

れた搬送波（4050MHzあるいは3950MHz，ただし $f_r = 400\text{MHz}$ の時）を用い，定常的に正弦波または鋸歯状波形の位相変化を与える簡単な位相変調器（ $\pi/4$ シフタ）<sup>(31)</sup>を $\pi/2$ シフト方式4相位相変調回路に付加するというだけの構成によって， $\pi/4$ シフト方式の変調波を得るものである。<sup>(19)(20)</sup>

基本回路構成を図4.1.2に示す。まず，搬送波信号源SGの周波数を，搬送波中心周波数 $f_0$ に対し $f_0 \pm f_r/8$ にセットする。（あるいは，SGからの $f_0$ の波を $\pm f_r/8$ だけシフトする。）但し， $f_r$ はボー数である。次に，位相変調器（ $\Delta\phi$ ）によって，正弦波（又は鋸歯状波）による位相変調をかけ，同図A点の位相変化が，周波数 $f_0$ の信号から見て，図4.1.3(a)のように階段状となるようにする。このように，あらかじめ階段状の位相変調を受けた搬送波に4相差動位相変調をほどこす。得られた変調波の位相変化は，図4.1.3(b)のように $\pi/4$ の奇数倍の位相変化となる。

ここで，図4.1.2の位相シフト（ $\Delta\phi$ ）で鋸歯状波状の位相変調を行えば，図4.1.4(a)に示すように階段波形が完全な矩形状となり，原理的な $\pi/4$ シフト方式の変調波が得られ，もしも

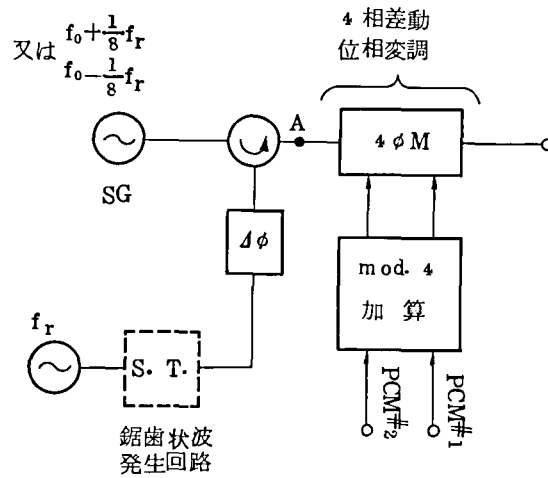


図 4.1 2 変調回路構成

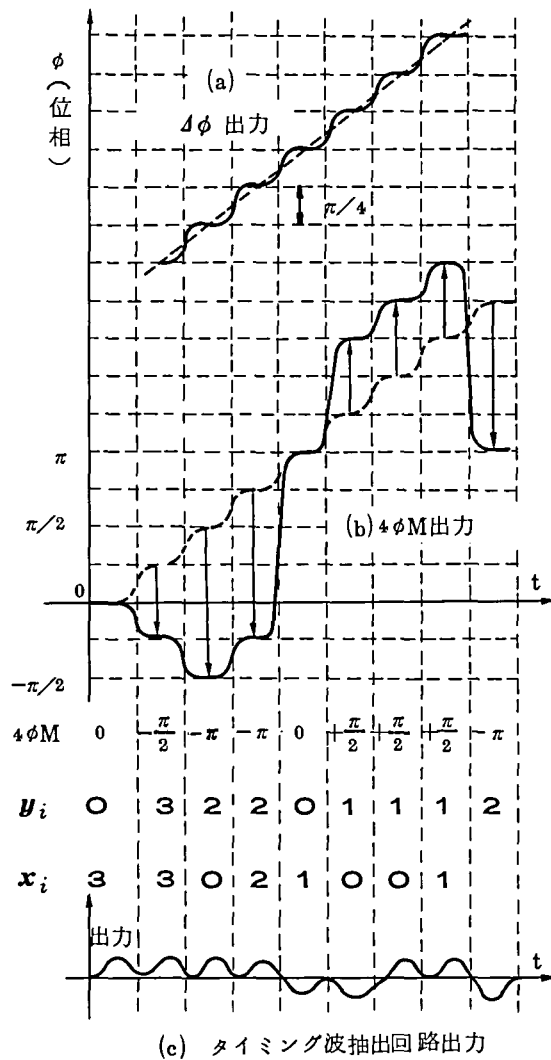


図 4.1 3 階段変調  $\pi/4$  シフト 4 相位相変調方式動作原理

( $x_i, y_i$  は 4 進数を示し,  $0 = (00), 1 = (01), 2 = (11), 3 = (10)$  である。 $x_i$  と  $y_i$  の関係は  $y_i = y_{i-1} + x_i$  で与えられる。)

た、回路構成を簡単にするためには正弦波を直接加えて変調すれば図 4.14 (b)に示すように階段波形が若干なまる近似的な  $\pi/4$  シフト方式を実現できる。

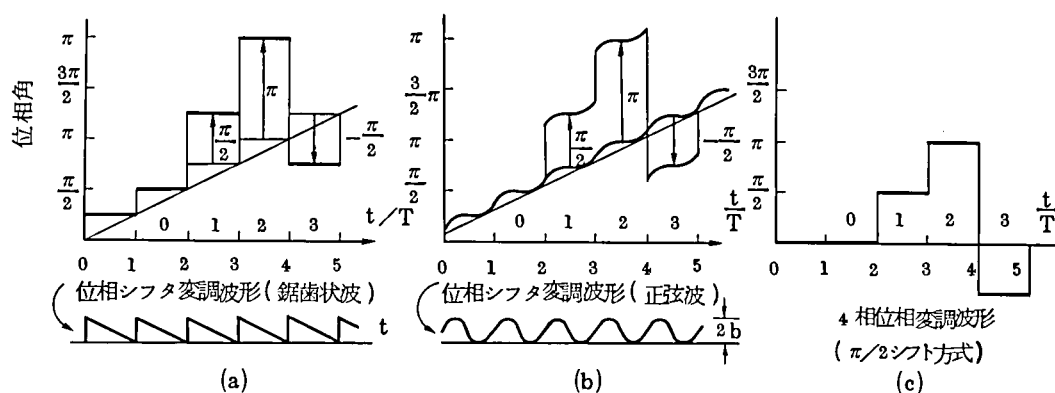


図 4.14 階段変調  $\pi/4$  シフト方式ならびに  $\pi/2$  シフト方式変調位相波形

ここで 4 相位相変調は、同図 4.13 に示すように、メッセージ・パルス列  $x_i$  を差動変換して得られたパルス列  $y_i$  に従って行なわれる。受信側では、これを、従来良く知られている遅延検波回路により復調すれば、メッセージ・パルス列  $x_i$  が得られる。また、得られた変調波を、図 4.15 に示す遅延時間が約  $T/2$  の遅延検波回路に加えれば、図 4.13 (c) に示すような出力が得られ、パルス・パターンの如何にかかわらず、常にタイミング情報を抽出できる。すなわち、抽出されたタイミング波の振幅変動(伝送されたパルスパターンに依存する変動)を著しく圧縮できる可能性がある。

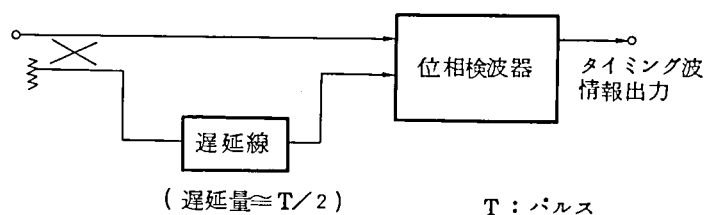


図 4.15  $\pi/4$  シフト 4 相 PSK 信号に対するタイミング波情報抽出回路

説明をわかりやすくするため、位相シフタ( $\pi/4$  シフト)( $4\phi$ )による鋸歯状波、あるいは正弦波変調を、4 相位相変調の前に行なう回路構成について説明したが、 $\pi/4$  シフトによる変調は 4 相位相変調のあとで行なっても同じ  $\pi/4$  シフト方式の変調波が得られる。階段状変化の位相変調をほどこしてから、径路差切換の 4 相位相変調をほどこすと、伝送されるタイミング波情報に、変調器を動作させるにともないジッタがそのまま伝送されることが判明したので、出来るだけジッタの少ないタイミング波情報を伝送する意味から、2.4 節でも論じたように、実際の

回路では、 $\pi/4$  シフタを4 相位相変調器のあとに置く図 2.3 1 ( 2 章 ) の構成をとることとした。

以上、回路構成が簡単であり高速であっても波形特性が良好な  $\pi/4$  シフト方式4 相 P S K 信号の新しい変調回路構成について述べたが、本方式では、階段状の位相変化を作ることを基本とするところから“ 階段変調  $\pi/4$  シフト4 相位相変調方式 ”と呼ぶこととする。

8 相位相変調回路を用いる場合と、本回路構成とを比較すれば、明らかに回路構成の面で簡単である。

また、F M 変調器を用いる回路構成 ( F M - D C P S K 方式 ) と比較すれば、次のような特長がある：① 中心周波数の制御が容易である，② 変調ベースバンドパルスの振幅偏差があっても，それがすぐ位相角誤差となることはない，③ 高速であっても短形波に近い送信パルス位相波形が得られる。

以上、高速であっても実現性の高い  $\pi/4$  シフト方式の回路構成法として「階段変調方式」を創案し、基本動作原理について説明したが、次項では、その波形伝送特性について、原理的な  $\pi/4$  シフト方式ならびに、4 相位相変調方式としてもっとも一般的な  $\pi/2$  シフト方式と比較しながら論じるとともに、4. 3. 4 ではクロック周波数 4 0 0 M H z で動作する変調回路，ならびにこの変調回路を用いたミリ波中継装置，4. 3. 5 では導波管線路を含む中継伝送特性について順次論じることとする。

#### 4. 3. 2 階段変調 $\pi/4$ シフト4 相位相変調方式波形伝送特性

前節で、 $\pi/4$  シフタの変調波形を鋸歯状波とした場合には原理的な  $\pi/4$  シフト方式の変調波形が、正弦波状とした場合には近似的な  $\pi/4$  シフト方式の波形が得られることを述べたが、ここではそれぞれの場合と、4 相位相変調方式ではもっとも一般的である  $\pi/2$  シフト方式との場合の波形伝送特性，ならびに符号誤り率特性について論ずることとする。

##### (a) 波形伝送特性

図 4. 1 6 に、ここで論じようとする波形伝送系のモデルを示す。

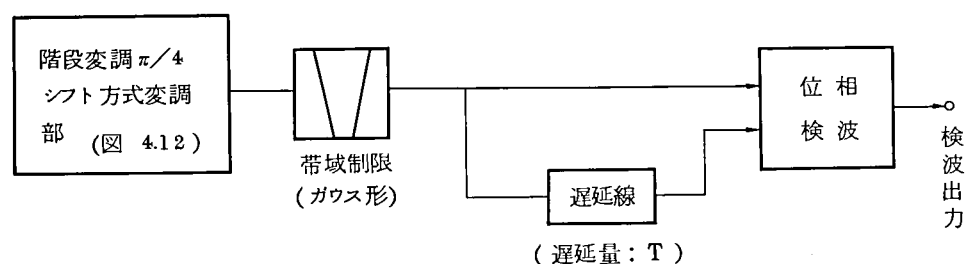


図 4. 1 6  $\pi/4$  シフト方式波形伝送特性解析のモデル

図 4.1 2 における 4 相位相変調器  $4\phi M$  は、図 4.1 4 に示すように立上り時間零で変調を行うものとする。復調方式は遅延検波方式とし、ここで主に比較するのは、遅延検波の eye pattern ならびに受信波の振幅変化からタイミング波を抽出する場合の、抽出されたタイミング波の振幅変動範囲である。

図 4.1 4 (a) の場合は送信パルス列を、位相が  $a_i \frac{\pi}{4}$  ( $a_i = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, 4$  のいずれかの値) の矩形波列として考える。同図 (b) の場合は、送信パルス列を次式で表わせる単位矩形波  $u_i(t)$  の列であると考え。すなわち、

$$u_i(t) = A \cos \left\{ 2\pi f_0 t + 2\pi \left( \frac{1}{8} f_r \right) t - b \sin 2\pi \frac{t}{T} + a_i \cdot \frac{\pi}{4} \right\},$$

$$\frac{2i-1}{2} T \leq t < \frac{2i+1}{2} T \quad (4.23)$$

$$a_i = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, 4$$

但し、 $T = 1/f_r$  ; パルス繰返し周期、 $f_0$  ; 搬送波周波数、である。ここで、正弦波変調の深さを示す  $b$  の値として、 $\pi/16$  ならびに  $\pi/8$  の 2 種類を選んだ。 $b = \pi/16$  の場合は、送信側で見た場合にタイムスロットの中央付近で位相変化が平坦な特性を与える場合であり、 $b = \pi/8$  は、それよりも深い変調を行って、タイミング波情報の伝送を良くしようとした場合である。なお、送受間の波形伝送系は、遅延が平坦であり振幅特性がガウス形帯域制限をもつものとし、その 3 dB 低下帯域幅  $B$  が  $B = 1/T$  の場合を主に検討する。

式 (4.23) における  $u_i(t)$  のガウス・フィルター応答<sup>答</sup>は、手計算では簡単にできないので、計算機を用いて行った。図 4.1 7 には、受信波における階段状位相変化を、 $b = \pi/16$  ならびに  $b = \pi/8$  について調べ、これらを鋸歯状波変調の場合と比較した。

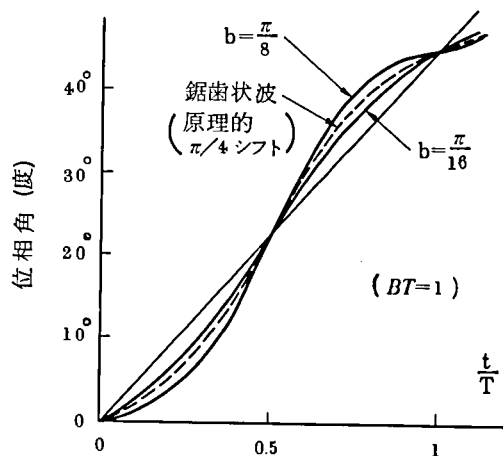


図 4.1 7 変調形式の相違による受信側での階段位相変化

$b = \pi/16$  では、原理的  $\pi/4$  シフト方式である鋸歯状波変調の場合より、なまった応答を示すが、 $b = \pi/8$  ではこれよりやや過剰の変調を与えていることがわかる。いずれにせよ、正弦波変調であっても、原理的  $\pi/4$  シフト方式とほとんど等しい受信応答が期待できることがわかる。図 4.18～図 4.20 は、遅延検波の eye pattern である。

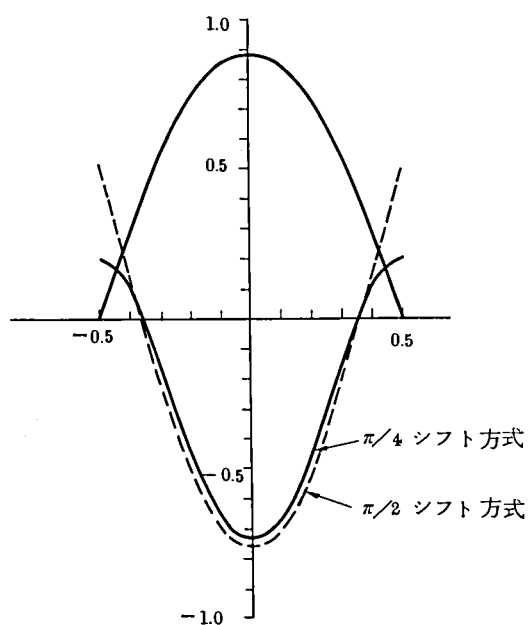


図 4.18 原理的な  $\pi/4$  シフト方式のアイ・パターン

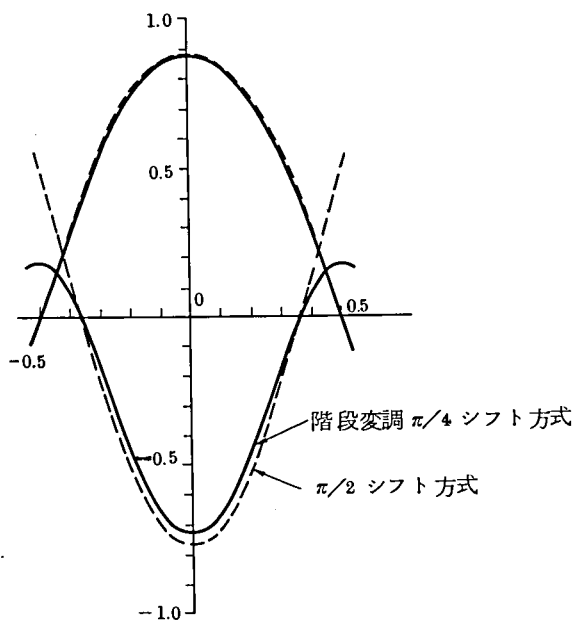


図 4.19 正弦波状階段変調 ( $b = \frac{\pi}{16}$ ,  $BT = 1.0$ )

アイ・パターン



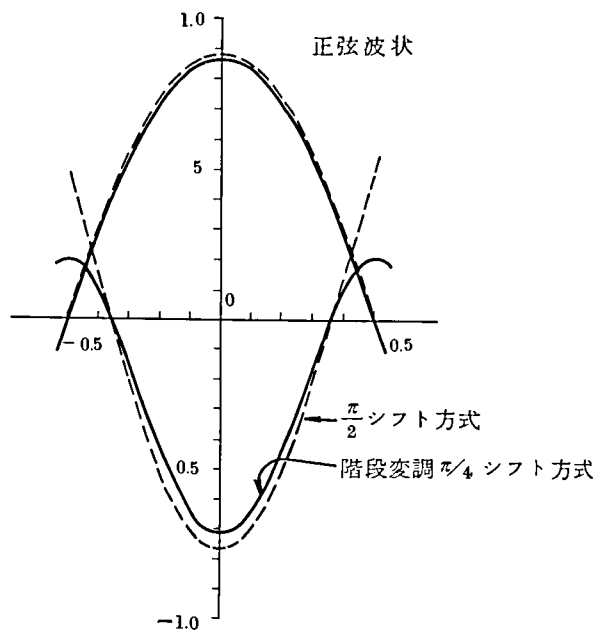


図 4.20 正弦波状階段変調 ( $b = \frac{\pi}{8}$ ,  $BT = 1.0$ ) アイ・パターン

図 4.18 は原理的  $\pi/4$  シフト方式の場合であり、 $\pi/2$  シフトの場合 (点線) と比較して示した。この両者の間で eye の形はほとんど変化なく、タイム・スロットの端点で差が生じている。中心での eye の開きの劣化は、 $\pi/2$  シフトに比べ、2% という非常に小さな量である。図 4.19 図 4.20 は正弦波変調の場合と  $\pi/2$  シフト方式の場合との比較である。中心での eye の大きさの減少度も約 3 ~ 3.5% と小さいことがわかった。図 4.21 は、正弦波変調の場合の受信波包絡線を自乗検波したときの波形である。

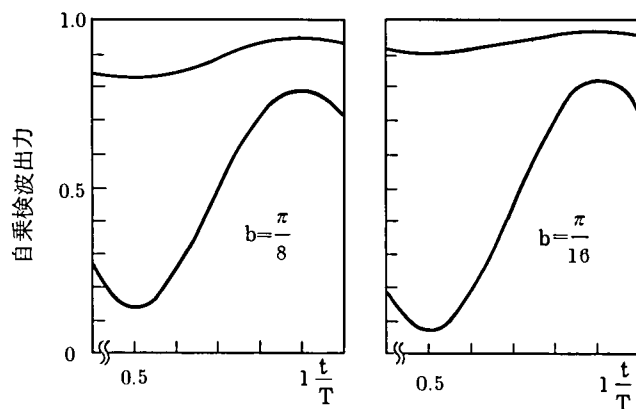


図 4.21 受信波包絡線自乗検波波形の最大変化と最小変化

この場合の波形は隣り合うパルスの位相が  $\pm \frac{\pi}{4}$  の場合と、 $\pm \frac{3\pi}{4}$  の場合の 2 種類に帰着される。このような包絡線自乗波形から抽出されるタイミング波の振幅変動範囲は、 $b = \pi/16$  のとき約 20.5 dB,  $b = \pi/8$  のとき 14.9 dB と計算され、 $b = \pi/8$  の方が、変動幅をより圧縮していることがわかった。なお、原理的  $\pi/4$  シフト方式における場合は、この値が約 15.4 dB

である。表 4.2 に、各変調方式の場合の eye opening の大きさ、ならびに、振幅包絡線の変化幅を示した。

表 4.2 遅延検波方式アイ・オープンングとタイミング波  
情報の振幅変動幅  
(帯域制限  $BT=1$ )

		アイ・オープンング	タイミング波 振幅変動幅
階段変調 $\pi/4$ シフト 方式	$b = \frac{\pi}{16}$	8 0.3 %	2 0.5 dB
	$b = \frac{\pi}{8}$	7 8.9	1 4.9
	鋸歯状 *)	8 0.9	1 5.4
$\pi/2$ シフト方式		8 2.6	$\infty$

\*) 鋸歯状波状階段変調方式は原理的な  $\pi/4$  シフト方式と等価

以上、正弦波変調による階段変調  $\pi/4$  シフト方式は、回路構成が簡単であるにもかかわらずタイミング情報伝送特性ならびに受信検波 eye pattern 特性から見て、原理的  $\pi/4$  シフト方式に非常に近い伝送特性をもつことがわかった。また、これらは  $\pi/2$  シフト方式にくらべ、アイ・オープンングの減少度が非常に小さいことが明らかとなった。

#### 4.3.8 遅延検波方式 4 相 P S K 伝送の符号誤り率特性<sup>(18)(46)</sup>

遅延検波方式 4 相 P S K 伝送における符号誤り率特性について論じる。特に  $\pi/4$  シフト方式に対する特性がここでは重要であるが、4.3.2 項でも述べたように、最悪アイオープンングで  $\pi/2$  シフト方式に対し 2 ~ 3 % 程度の劣化であるから符号誤り率上でも  $C/N$  劣化換算で 0.2 dB 程度である。したがって、まず基本となる  $\pi/2$  シフト方式の符号誤り率特性について、帯域制限の影響、ならびに 400MB という高速では特に問題となるパルス幅変動の影響について検討し、次に  $\pi/2$  シフトと  $\pi/4$  シフト方式のアイ・オープンングの差異から  $\pi/4$  シフト方式の特性を推定した。

遅延検波方式においては、先行タイムスロットの信号位相を基準位相として到来パルス有位相検波し、出力を得る。今、1 タイムスロット前のパルスを図 4.2.2 に示すように、

$$R_1 = s_1 + \rho_1 + n_1 \quad (4.24)$$

到来パルスを

$$\mathbf{R}_2 = \mathbf{s}_2 + \boldsymbol{\rho}_2 + \mathbf{n}_2 \quad (4.25)$$

と表わすものとする。

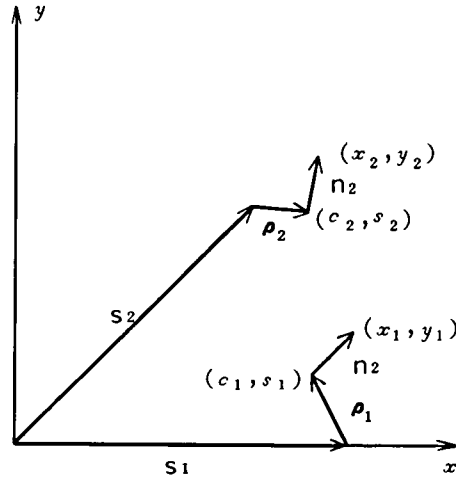


図 4.2.2 先行パルスと到来パルスのベクトル表示

ここで  $\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2$  は干渉や雑音がない場合の信号ベクトル,  $\boldsymbol{\rho}_1, \boldsymbol{\rho}_2$  は符号間干渉などの不要波,  $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2$  は熱雑音をあらわすものとする。遅延検波出力は 2 つあり, 基準位相である先行タイムスロット信号  $\mathbf{R}_1$  を  $90^\circ$  移相することにより 2 種類得られる。すなわち,

$$\text{検波器} \# 2^0 : d_0 = k(x_1 x_2 + y_1 y_2) = k|\mathbf{R}_1| \cdot |\mathbf{R}_2| \cos(\phi_1 - \phi_2) \quad (4.26)$$

$$\text{検波器} \# 2^1 : d_1 = k(-y_1 x_2 + x_1 y_2) = k|\mathbf{R}_1| \cdot |\mathbf{R}_2| \cos(\phi_1 + \frac{\pi}{2} - \phi_2) \quad (4.27)$$

但し,  $k$ : 検波感度,  $\phi_1 : \angle \mathbf{R}_1$ ,  $\phi_2 : \angle \mathbf{R}_2$ . ここで  $|\mathbf{s}_1| = 1$ ,  $|\mathbf{s}_2| = 1$  と定義し, 不要波  $\boldsymbol{\rho}_1, \boldsymbol{\rho}_2$ , 雑音  $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2$  がない場合の  $\# 2^0, \# 2^1$  検波器出力と伝送メッセージ信号との関係を表 4.3 に示す。今検波器  $\# 2^0$  について, 識別しきい値を  $D$  とすると, 等号誤り率, すなわち  $d_0$  が  $D$  以下の値となる確率  $P(d_0 < D)$  は,

$$P_e = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(x_1 - c_1) + (y_1 - s_1)}{2\sigma^2}} \cdot \Phi\left\{\frac{D - x_1 c_2 - y_1 s_2}{\sigma \sqrt{x_1^2 + y_1^2}}\right\} dx_1 dy_1 \quad (4.28)$$

で表わされる ( 附録 4. B 参照 )。

表4.3 送信メッセージパルスパターンと遅延検波出力との関係

波形干渉，熱雑音がない場合 $x_1=1, y_1=0$ (簡単のため $k=1$ )			
送信メッセージ $2^1 \quad 2^0$	後続パルスの座標 $(x_2, y_2)$	検波器 # $2^1$ $d_0 = -y_1 x_2 + x_1 y_2$	検波器 # $2^0$ $d_0 = x_1 x_2 + y_1 y_2$
0   0	$(\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}})$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$
0   1	$(-\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}})$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$
1   1	$(-\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}})$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$
1   0	$(\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}})$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$

但し

$$\phi(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{\xi^2}{2}} d\xi$$

$$\sigma = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{R}}$$

$R = C/N = (\text{搬送電力}) / \text{雑音電力}$

ガウス形の帯域制限がある場合，前後4タイムスロットの種々のパターンに対し， $(C_1, S_1)$ ， $(C_2, S_2)$ が求められるのでこれらを4.28式に用いて $P_e$ を求め，64通りのパターンで平均化すれば帯域制限の影響が求まる。この結果を図4.23に示す。遅延検波方式では，正，負の出力が，図4.18～図4.20に示したようにアンバランスであるから帯域制限の度合いにより最適しい値が変化する。

次に，400MBという高速となると，送信変調部において，パルス幅変動（ジッタ）が無視できなくなる（2.4節）。幅変動があると，さらに符号間干渉を余分に受けたと等価になる（図2.10，図2.11）ので，帯域制限の度合をパラメータとして誤り率を求めてみた。なお，ここでは4.4項のハードウェアの性能を考慮して±6.25%の幅変動がある場合を対象としている。この結果を図4.24に示す。幅変動がない場合にくらべ $BT=1.0$ で約0.5dB劣化していることがわかり（最悪アイ・パターンに対する評価では0.7dBであった（表3.2の幅変動）），超高速における変調器では，幅変動（ジッタ）抑圧は重要な課題であることがわかる。この点に

ついては次節で詳しく論じる。

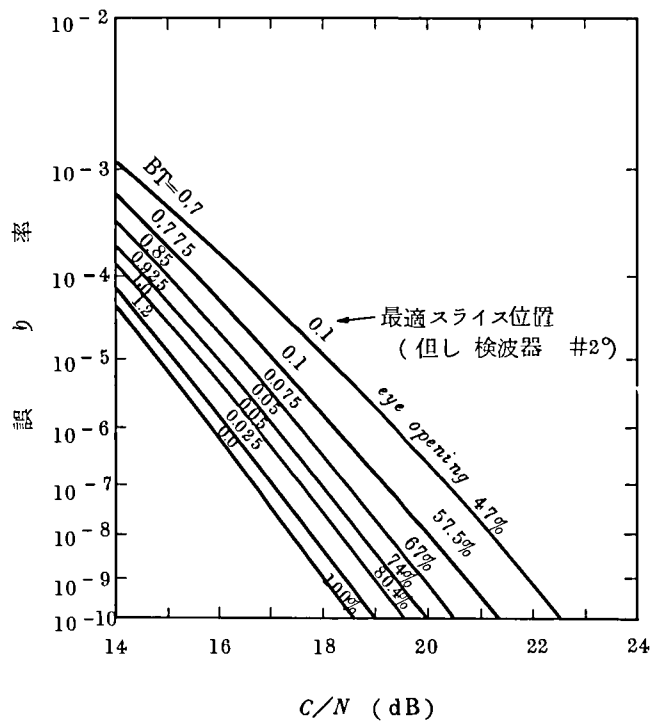


図 4.23  $\pi/2$  シフト 4 相 P S K 遅延検波方式符号誤り率特性 (帯域制限のある場合)

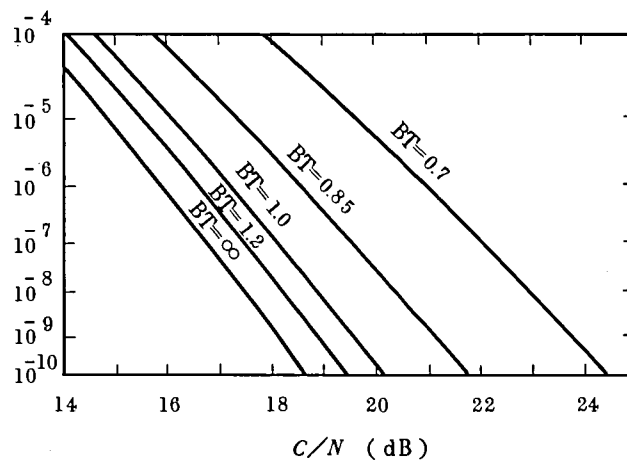


図 4.24  $\pi/2$  シフト 4 相 P S K 遅延検波方式誤り率特性 (帯域制限ならびにパルス幅変動 ( $\pm 6.25\%$ ) がある場合)

次に  $\pi/4$  シフト方式について考えると、原理的  $\pi/4$  シフト、階段変調ともにアイ・オーブニング劣化が図 4.25 に示すように 3% 以内である。したがって  $C/N$  劣化は図 4.23 を基本に考え、これの 0.2 ~ 0.3 dB 程度劣化するものと考えてさしつかえないであろう。以上、遅延検波に対する  $\pi/2$  シフト方式ならびに  $\pi/4$  シフト方式の符号誤り率特性につき論じた。

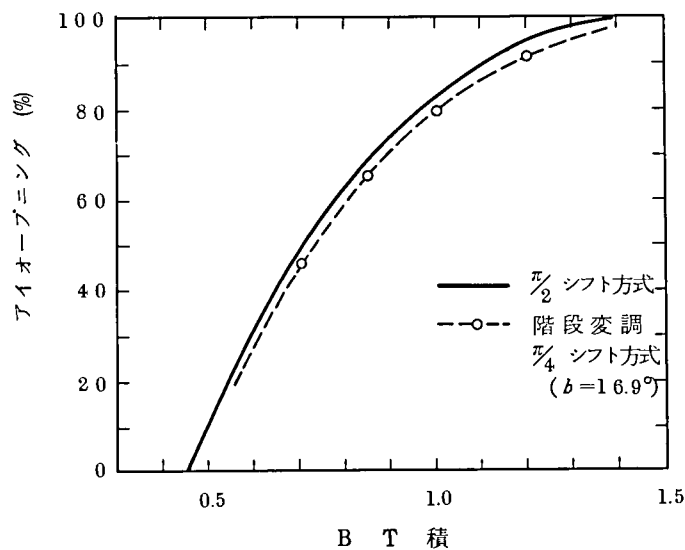


図 4.25  $\pi/2$  シフトならびに階段変調  $\pi/4$  シフト 4 相 PSK  
遅延検波方式アイ・オー・ブニングの比較  
(帯域制限の影響, 帯域制限: ガウス形)

#### 4.3.4 800 Mb/s 階段変調 $\pi/4$ シフト 4 相 PSK ミリ波再生中継装置<sup>(14)(17)(31)</sup>

4.2 節では振幅変調方式による導波管伝送の再生中継特性について、特に符号誤り率特性の面から論じたが、ここでは、4 相位相変調・遅延検波再生中継方式に対する導波管伝送特性について論じる。

導波管伝送を実験的に検証するためには、ミリ波再生中継装置の実現が必要となるが、ここでは信号変調形式として 4.3.1 項で提案した階段変調  $\pi/4$  シフト 4 相 PSK 方式を採用し、クロック周波数 400 MHz、符号伝送速度約 800 Mb/s のミリ波再生中継装置について、特に変復調部を中心に設計法と実現結果について述べる。次に、本中継装置を用いて、8.4 km の導波管線路を含む総合的な再生中継実験を行なったが、特に符号誤り率特性に主眼をおいて本提案の  $\pi/4$  シフト 4 相 PSK 方式導波管伝送再生中継特性について論じる。

本中継装置は、大容量ミリ波導波管伝送方式研究実用化の一環として試作されたもので、導波管線路を介して 800 Mb/s という超高速パルス伝送を行ない得る技術を確認するためのものであった。変調部は 2.4 節の変調回路を基本とし簡単な回路構成で高速であっても実現容易と考えられる階段変調  $\pi/4$  シフト方式の変調回路を用いており、復調部では、3.4 節で論じた遅延検波方式復調部を用いている。中継装置の搬送周波数は 47 および 50 GHz であり、その主要諸元を表 4.4 に示す。また、中継装置の構成を図 4.26 に示す。

表 4. 4 試作 8 0 6 M b / s 4 相 P S K 中継装置主要諸元

搬送周波数	4 7 および 5 0 G H z
受信形式	ヘテロダイン形
送信形式	ヘテロダイン形
中間周波数	4 G H z
変調形式	P C M ・ $\pi / 4$ シフト 4 相 P S K
復調形式	遅延検波，検波電流直接識別
符号速度	4 0 3.0 3 M H z
ビットレート	8 0 6.0 8 M b / s
再生形式	ベースバンド再生，完全リタイミング
タイミング形式	前方駆動形自己同期，包絡線検波
等化形式	中間周波等化，ガウス形
局発形式	送受共用，X バンド原発振・4 通倍形，注入同期による周波数安定化を使用

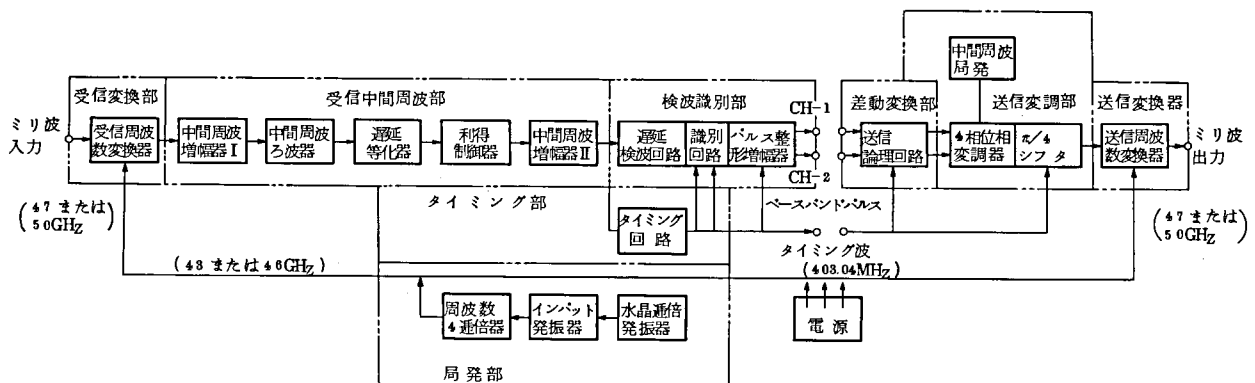


図 4. 2 6 試作ミリ波 4 相 P S K 中継装置ブロック図

本中継装置では，階段変調  $\pi/4$  シフト 4 相 P S K の変調方式を用いていると述べたが，本節では，さらに具体的に 4 0 0 M B という高速における  $\pi/4$  シフト方式変調波の発生について，その設計法，実現回路の特性についてやや詳しく論じる。

#### (a) 高速 $\pi/4$ シフト 4 相 P S K 変調部の構成

元来， $\pi/4$  シフト方式は擬似 8 相 P S K 方式と考えられるものであり，数十～数百 M B 以上という高速では特にその実現が困難とされていた。しかし，筆者は，高速領域でも実現可能性の高い“階段変調方式”を提案した。

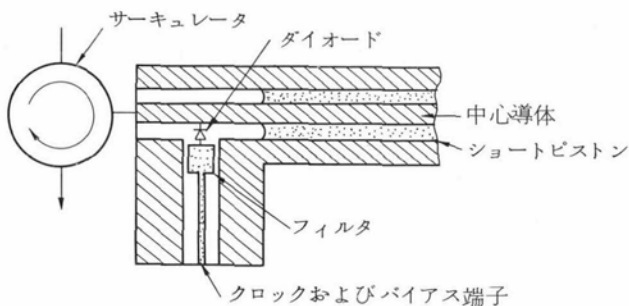
本変調部では，この案に基づいた回路構成を採っている。すなわち，中間周波局発周波数を  $4 0 0 0 \pm f_r / 8 \text{ M H z}$  ( $f_r$  = クロック周波数) とし， $\pi/2$  シフト方式 4 相位相変調器の出力

端に  $\pi/4$  シフタを付加した回路構成である。

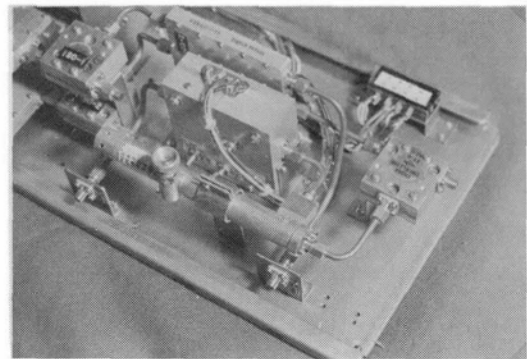
#### (b) $\pi/4$ シフタの構造と特性

$\pi/4$  シフタは図 4.12 に示したようにクロック波を印加することにより定常的に正弦波または鋸歯状波形の位相変化（約  $36^\circ$ ）を与える回路である。

$\pi/4$  シフト方式 PSK 波を得るために用いる  $\pi/4$  シフタについては、損失が小さく、かつ所要の位相変化を得る際、振幅変化のあるものであってはならない。また構造はできるだけ簡単なものが望ましい。そこで、図 4.27 に示すような空心同軸形構成の反射形マウントを設計し、Si バラクタダイオード（SV55A）のバイアスを変化させることにより容量を変化させ、位相変化を得ることとした。



(a) 構成図



(b) 外観

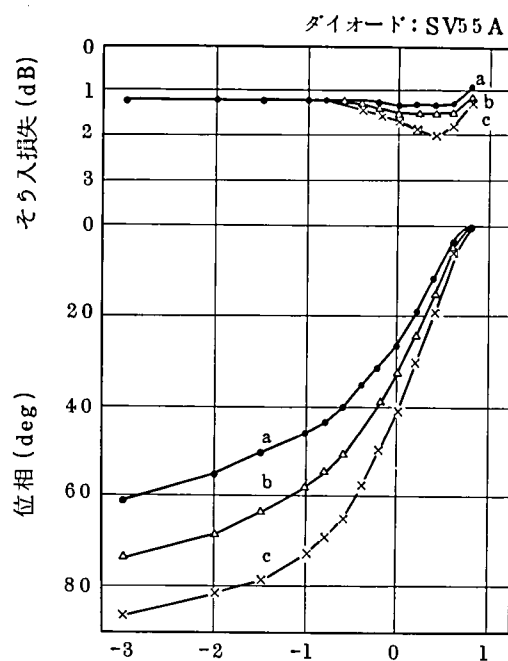
図 4.27  $\pi/4$  シフタの構成と外観

$\pi/4$  シフタのそう入損失を小さくすることと、大きな位相変化を得ることとは、バラクタダイオードの特性に対して相反する要求となるが、実験の結果、容量約  $0.4 \sim 0.8 \text{ pF}$  のバラクタダイオードを用いるのが最適であることがわかった。

この  $\pi/4$  シフタの調整箇所は同軸チューナ 1 箇所のみとしたので、調整性は良好である。回路の周波数特性は同軸チューナ部分とサーキュレータの特性に依存するが、これを  $1 \text{ GHz}$  以上とすることができた。

図 4.28 はチューナを適当な位置に固定した場合の静特性の一例を示しており、たとえばバイアス電圧  $-1 \text{ V}$  から  $+0.5 \text{ V}$  までの変化範囲においてそう入損失の偏差は  $0.1 \text{ dB}$  以下であり、この範囲において  $45^\circ$  以上の位相変化が得られている（同図曲線 a）。なお、損失は  $1.3 \text{ dB}$  以下である。

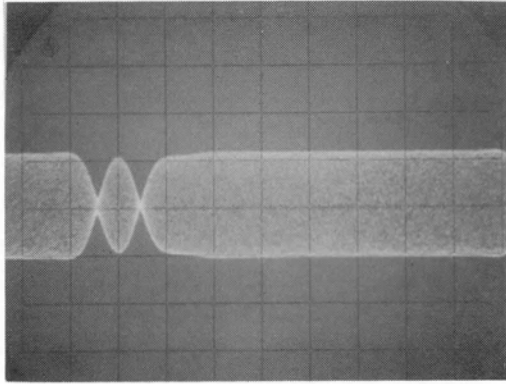




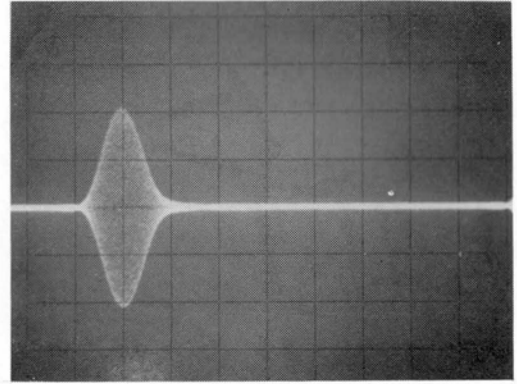
a, b, c はショートピストンのそう入位置による変化

図 4. 2 8  $\pi/4$  シフタの静特性

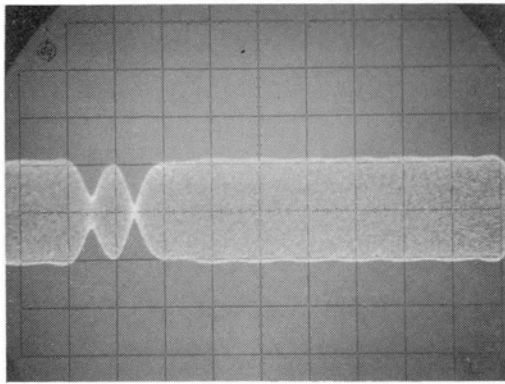
図 4. 2 9 は  $\pi/4$  シフトを働かした場合と、通常の  $\pi/2$  シフト 4 相位相変調の場合との包絡線波形ならびに同期包絡線波形を比較したもので、(a)(b)は  $\pi/4$  シフトをかけない場合、(c)(d)は  $\pi/4$  シフトをかけた場合である。同図(d)で明らかなように  $\pi/4$  シフタを動作させることによって常にタイムスロットで振幅変化あるいは位相変化があり、安定なタイミング波情報抽出が可能であることがわかる。



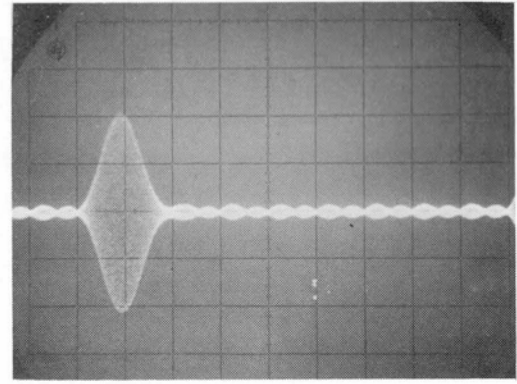
(a)  
包絡線波形  
( $\pi/4$  シフト OFF)



(b)  
同期包絡線波形  
( $\pi/4$  シフト OFF)



(c)  
包絡線波形  
( $\pi/4$  シフト ON)



(d)  
同期包絡線波形  
( $\pi/4$  シフト ON)

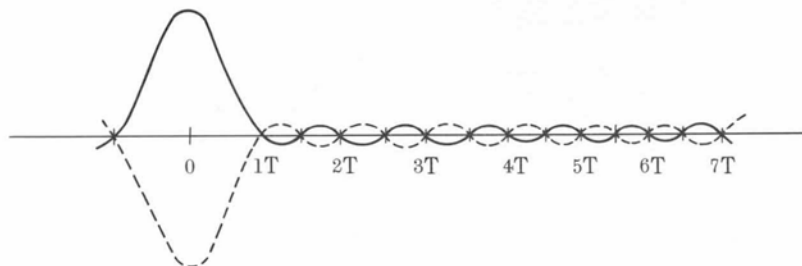


図 4.29 階段変調  $\pi/4$  シフト方式の伝送波形

### (c) 中継装置の主要性能

本中継装置の主要性能をその設計目標とともに比較したのが表 4.5 である。

高速の遅延検波方式中継装置としては(イ)変調波形，変調角度誤差，(ロ)周波数変動，識別不確定領域，(ハ)各部回路の帯域特性，などがパルス再生動作に大きな影響を与える要因であるが，エコーレベル・眼の開きを除き，目標を十分満足するものである。本中継装置には 2.4 節，3.4 節で述べた高速，高性能な変復調回路を用いており，中継利得として目標値 49 dB に対

し 57 dB を得ている (符号誤り率  $10^{-9}$  を確保する中継利得)。遅延検波方式のミリ波中継装置としては内外で最も高速かつ高性能なものであるといえよう。

表 4.5 設計目標と実現値の比較

No.	項 目	設 計 目 標	実 現 値	
			1 号器 (47GHz)	2 号器 (50GHz)
1	送信出力電力	1 dBm 以上	2.6 dBm	2.1 dBm
2	出力周波数変動 (0-40℃)	$\pm 2 \times 10^{-5}$ 以内	$+1.0 \times 10^{-5}$ $-0.9 \times 10^{-5}$	$+1.4 \times 10^{-5}$ $-0.3 \times 10^{-5}$
3	検波識別部			
3.1	不確定領域	$\pm 5^\circ$ 以内	$\pm 2.3^\circ$ 以内	同 左
3.2	しきい値変動 (0-40℃)	$\pm 10^\circ$ 以内	$\pm 5^\circ$ 以内	同 左
3.3	出力立上り, 立下り時間	1 ns 以下	同 左	同 左
3.4	遅延線温度変動 (0-40℃)	$\pm 7.5 \times 10^{-5}$	$\pm 5.5 \times 10^{-5}$	同 左
4	送信変調部			
4.1	出力電力	8 dBm 以上	8.7 dBm	同 左
4.2	出力立上り, 立下り時間	0.7 ns 以下	同 左	同 左
4.3	出力位相角誤差	$\pm 1.5^\circ$ 以内	$\pm 1.0^\circ$ 以内	同 左
4.4	出力振幅偏差	$\pm 0.4$ dB 以内	$\pm 0.25$ dB 以内	同 左
4.5	エコーレベル	-30 dB 以下	-28 dB 以下	同 左
4.6	$\pi/4$ シフト位相変調レベル	0-45° 可変	同 左	同 左
5	符号誤り率 (送受間損失 49 dB)	$5 \times 10^{-11}$ 以下	同 左	同 左
6	総合伝送周波数特性	ガウス形 $B=400$ MHz と $B=600$ MHz の中 間 (対称)	$B \approx 500$ MHz	同 左
7	エコーレベル	-26 dB 以下	-23 dB 以下	同 左
8	眼の開き	64% 以上	約 60%	同 左
9	不要波レベル (入力換算)	-90 dBm 以下	同 左	同 左
10	総合雑音指数	15 dB 以下	13 dB	12.5 dB

図 4.30 は中継装置折り返しの場合の符号誤り率測定の結果であり, (a) は 1 号器 (搬送周波数 47 GHz), (b) は 2 号器 (搬送周波数 50 GHz) の特性を示す。なお, この実験では受信部に IF フィルタとして  $B=560$  MHz ( $B$  は 3 dB 低下帯域幅) トムソン 5 段形のものを用いた。また, 測定にあたっては使用パルスパターンとして 11 段の PN (擬似ランダムパターン) を中継装置第 1 チャネル (CH-1) に印加し, これより 6 ビット遅れた信号を第 2 チャネル

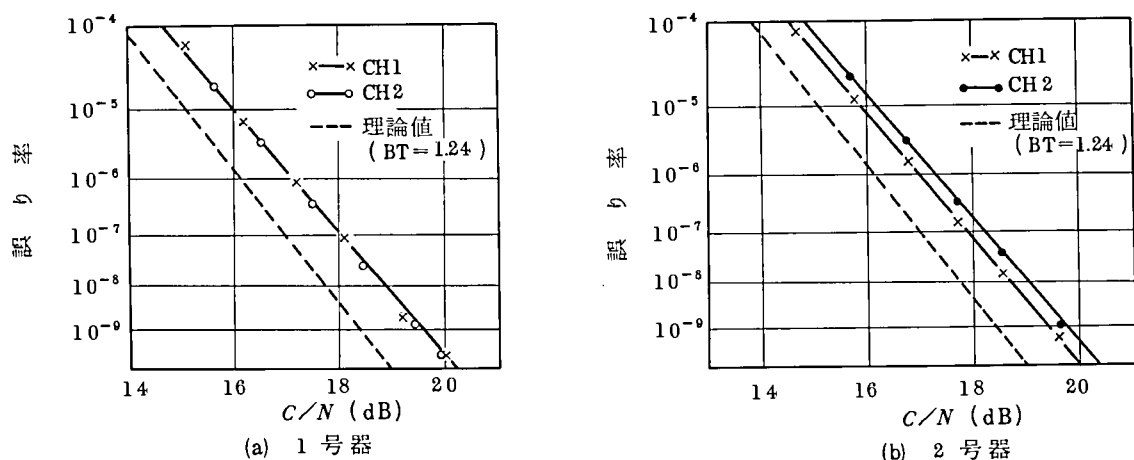


図 4.30 送受直結の場合の誤り率特性

(CH-2) に印加して誤り率特性を遠端測定している。点線は、この I F フィルタの帯域制限と、変調波の立上り時間とを考慮に入れた総合帯域制限特性に対する理論曲線 (図 4.23 の場合による) である。すなわち、変調波の立上り時間は約  $0.7 \text{ ns}$  であるが、これは立上り時間零の方形波を  $B = 1 \text{ GHz}$  のガウス形フィルタで帯域制限したものとほぼ等価となるから、この帯域制限特性と、上述の I F フィルタとを合成した帯域制限特性は  $B = 498 \text{ MHz}$  ( $BT = 1.24$ ,  $1/T$ : クロック周波数,  $403 \text{ MHz}$ ) となる。理論値からの  $C/N$  劣化は 1, 2 号器ともに約  $1 \text{ dB}$  であるが、この要因としては、①変調パルス幅変動、②変調角度誤差、③送・受信周波数変換器や I F 増幅器振幅、位相特性の微細なリップルから生じるエコー、④変復調部でのエコー、⑤有限な識別不確定幅の存在、⑥抽出されたタイミング波のジッタ、⑦局部発振器からのスプリアス波発生、等が考えられる。これらの要因を全部総合した結果が  $C/N$  劣化として約  $1 \text{ dB}$  におさまっているということは、各要因による劣化が非常に少なく設計目標を満足しているものであることがわかる。<sup>(17)</sup>

以上述べた結果から、本装置は、 $403 \text{ MB}$  という、きわめて高速であるにもかかわらず、非常に良好な動作特性を持っていることが誤り率特性の面から明らかにすることができた。

#### 4.3.5 総合中継実験系での符号誤り率特性

高速 4 相 P S K 信号を、導波管線路を通して伝送する場合の符号誤り率特性について、遅延検波方式復調再生の場合の理論と実験の対比を行なった。実験では、これまでに述べた  $\pi/4$  シフト 4 相 P S K ミリ波中継装置を分波装置<sup>(34)</sup>ならびに  $8.4 \text{ Km}$  の導波管線路<sup>(26)</sup>とともに用い総合中継実験系を構成している。<sup>(35)</sup> 始めに総合中継実験系の構成、歪配分について述べた後、種

種の条件下での測定結果と理論値との対比を論ずる。

#### (a) 総合中継実験系の構成

実験系は、2台の中継装置（搬送周波数47GHzと50GHz）、分波装置ならびに8.4Kmのループ状導波管線路からなっている。中継装置は、送信部と受信部とに分かれており、2系列のベースバンド・パルスとクロック波の合計3系列の信号がインタフェースになっている。

符号誤りの測定法としては、これまでに述べたのと同じように11段の擬似ランダムパルス発生器を用い、遠端測定を行なっている。

$C/N$  を変化させるには、送受間の減衰量を変化させる方法と、外部から熱雑音を印加する方法との2つが考えられる。ここでは測定の便宜のため、おもに後者の方法を用いた。すなわち、進行波管増幅器により中間周波（IF）4GHz帯で白色雑音に近い広帯域な特性をもつ雑音を作り、これを±300MHzのフィルタで帯域制限して、受信部のIFフィルタの前段に印加するようにした。そして、この雑音の量を変えることにより、任意の $C/N$  値を得ている。

以上、中継実験システムの誤り率特性を測定する方法と、回線構成について述べたが、これらを総括して図示したものが図4.31である。

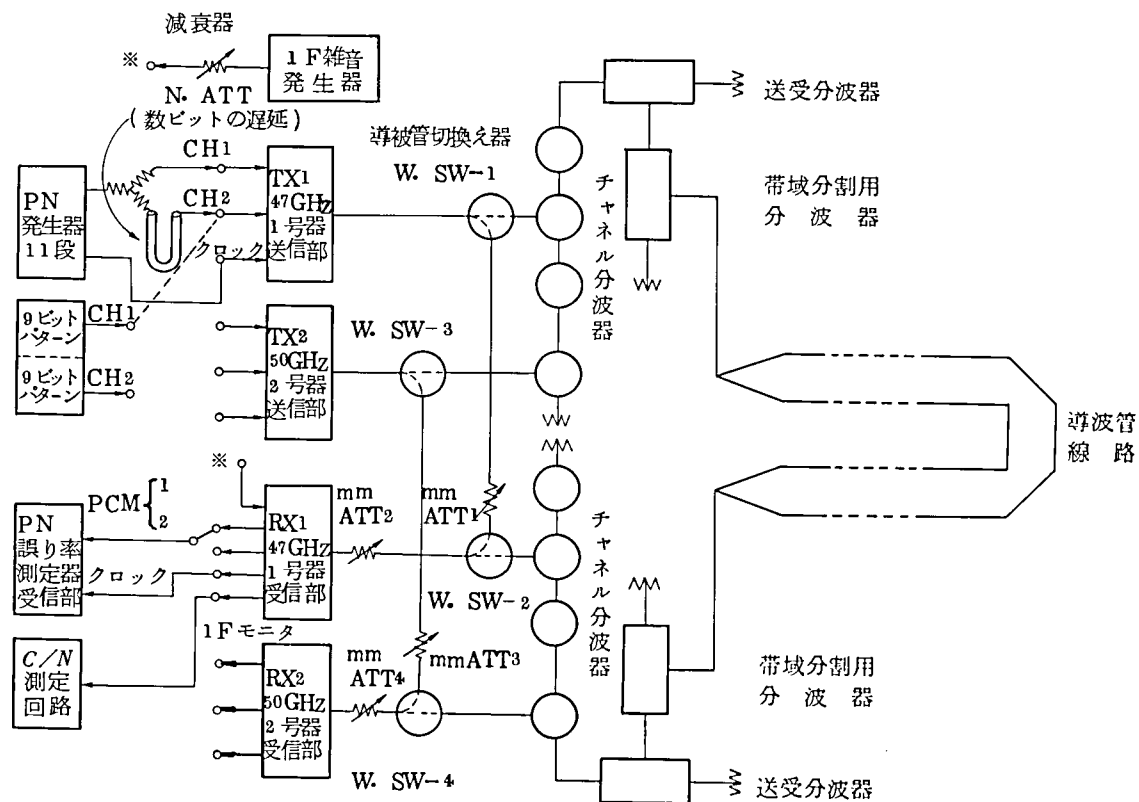
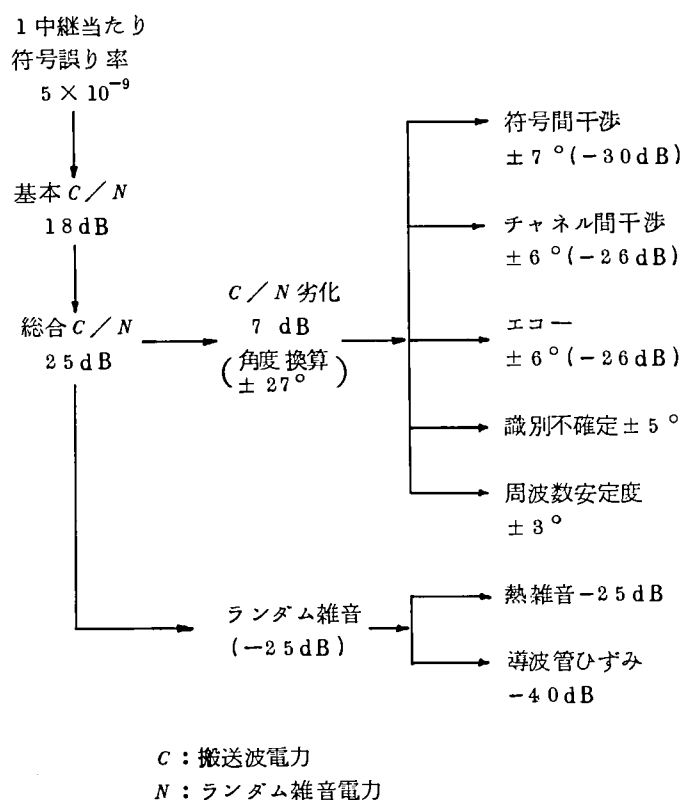


図 4.3 1 中継実験システムの誤り率特性測定回路構成

### (b) 総合中継実験系の歪配分

実験回線のひずみ配分については、4相PSK信号の導波管伝送に関する基本的データがかならずしも十分でなかったため、比較的大まかな手法を用い、暫定的に表4.6のとおりとした。

表 4. 6 ひずみ配分の目標値



すなわち、要求される符号誤り率に対する基本 $C/N$ をまず求め、それに、各種劣化要因から生じる $C/N$ 劣化量を加算して、総合 $C/N$ を計算した。基本 $C/N$ とは、熱雑音以外の劣化要因がすべて存在しない場合の $C/N$ を示す。

この計算の場合に、符号間干渉などの劣化要因については、搬送波ベクトルに及ぼす角度誤差に換算したのち最悪値加算を行なった。導波管ひずみについては、熱雑音と同じ統計的性質を持つものとして、それと電力加算した。なお、各種劣化要因が遅延検波方式中継伝送特性に及ぼす影響については、第5章で詳細に論じる。

### (c) 帯域制限の影響 (36)

実験を始めるに先立ち、中継装置中間周波出力対向で（変調部と復調部の対向）帯域制限の影響について検討した。これは、4相PSK伝送の基本特性となるものである。変復調対向の途中にガウス形フィルタを挿入し種々の帯域制限の状況を作っている。図4.32にその結果を

示す。実線は、図 4.2 4 に示した幅変動の効果も含めた理論曲線である。これは、2.4.4 項で述べたように変調出力波形に  $\pm 150 \text{ ps}$  ( $\pm 6\%$ ) 程度の幅変動が見られたのでこの効果を調べるためである。

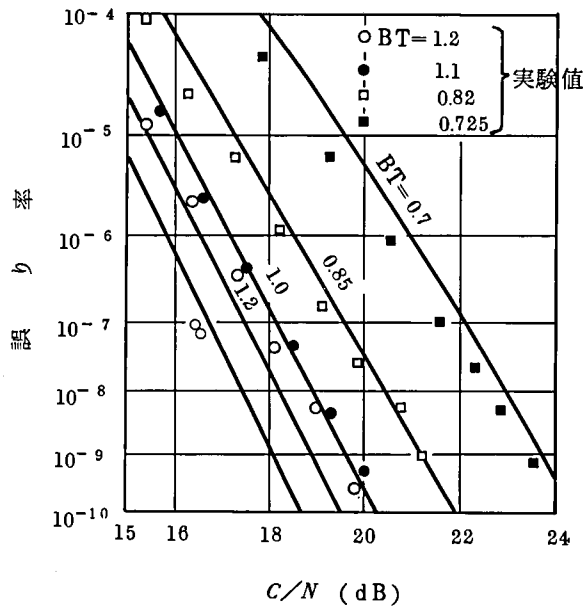


図 4.3 2 帯域制限の影響

$BT = 1.2 \sim 0.73$  の間で理論値と実験値にかなり良い対応が得られている。 $BT = 1$  近傍での理論値に対する劣化は  $0.5 \sim 0.6 \text{ dB}$  程度であり、2.4 節で述べた変調部、3.3 節、3.4 節で述べた復調部が良好に動作していること。また、4.3.3 項で述べた理論解析が妥当であることなどを確認することができた。

以上の基本特性確認結果を基礎として、総合中継実験システムの評価、ならびに導波管による  $\pi/4$  シフト 4 相 PSK 遅延検波方式再生中継特性の評価を進めていく。

#### (d) 総合中継実験系の誤り率特性

図 4.3 1 で W.S W-1, W.S W-2 を切換えて、分波装置、線路を通過するような回線を作る。また、搬送周波数の低いチャンネルには別にミリ波帯で  $\dots\dots 0, \pi, 0, \pi, \dots\dots$  の繰返しパターンを有する信号を加え、チャンネル間干渉の影響をも含んだ回線を作る。<sup>(18)</sup>

このようなシステムに対し、PN パターンで測定したアイパターン特性の 1 例を図 4.3 3、誤り率特性を図 4.3 4 に示す。図 4.3 4 の曲線 a はチャンネル間干渉がある場合、曲線 b は干渉がない場合の実験結果を示すものである。IF フィルタとしては  $B = 600 \text{ MHz}$  のものを用いており、変調波の立上り時間、送受チャンネル分波器、IF フィルタ等を含めた総合の帯域

制限特性は  $BT \cong 1$  となる。<sup>(37)</sup> 図中の点線はこのときの理論曲線である。この図から、誤り率  $10^{-9}$  を得るのに要する  $C/N$  値は、チャネル間干渉のない場合  $21.8 \text{ dB}$ 、チャネル間干渉のある場合  $23.2 \text{ dB}$  である。

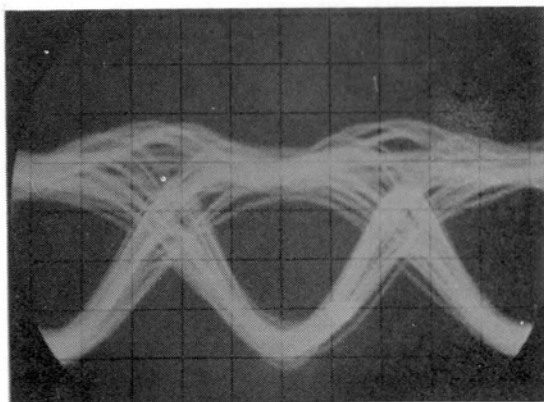


図 4.3.3 復調部遅延検波回路出力端におけるアイパターン

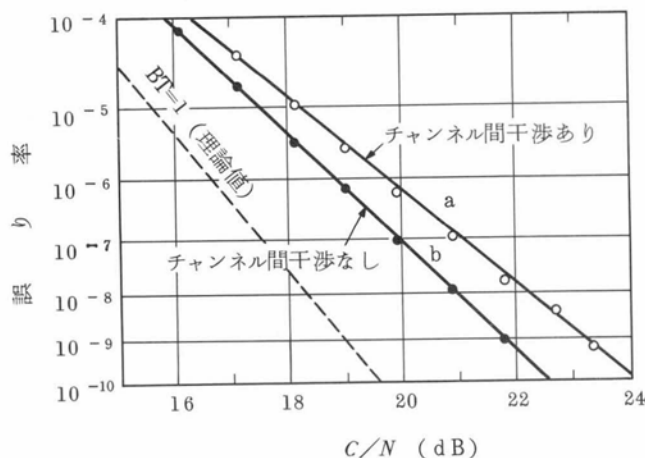


図 4.3.4 総合中継実験システムの誤り率特性

総合実験システムでの  $C/N$  劣化の要因には、4.3.4 項(c)で述べた①～⑦のほかに、⑧導波管線路のモード変換、再変換によるひずみ、⑨導波管線路の1次遅延ひずみを等化したあとの等化残留、⑩チャネル間干渉等がある。このような①～⑩までの劣化要因を考慮に入れた場合の誤り率  $10^{-9}$  を得るに要する  $C/N$  値の、当初の設計目標は表 4.6 に示すように  $25 \text{ dB}$  であった。したがって、ここに得られた  $23.2 \text{ dB}$  という値は設計目標を十分満足するものであり、このことから総合中継実験システムは  $400 \text{ MB}$  という高速でありながら  $\pi/4$  シフト方式4相PSK伝送の良好な動作をしていることが確かめられた。また、図 4.3.4 でも明らかなように、



いわゆる "floor" 現象<sup>(22)</sup> はあらわれなかった。なお、①～⑩の劣化要因を考慮した実験結果の対応については第5章で詳細に論じている。

(e) 干渉波と装置内エコーとの相加に関する検討

チャンネル間干渉、スプリアス波、多重反射によるエコー等個々のものの振幅分布は有界であるが、位相や包絡線波形がまちまちで、かつ非同期であるような多数の波が、干渉波として微量ずつ信号に加わった場合、それらがどのように重畳し合って  $C/N$  劣化に影響するかということは、設計にあたって重要な事柄である。このような問題に関して、チャンネル間干渉の振幅分布を実験的に求めた例<sup>(38)</sup>はあるが、装置内エコー等、他の干渉波との重畳の様子については検討された例が少ないように思われる。Eye opening の劣化という立場でみると、これらは振幅和で影響を与えるようにも考えられる。しかし、振幅和で最悪値となる確率はかなり小さい場合が多いと思われるので、振幅和をもって劣化量を推定することは過大評価のおそれがある。

そこで、ここではチャンネル間干渉やスプリアス波干渉が装置内に存在しているエコーなどどのように相加して影響を与えるかを、実験的に調べた。なお、この試験ではミリ波チャンネルが2チャンネルしかないのでチャンネル間干渉やスプリアス波を加えながらパラメータを変えて試験することは困難であったから、これらを模擬するものとして I F 干渉波をかわりに加えた。すなわち、変調された I F 信号を受信部に注入することとした。この被変調 I F 信号は、測定中の号器とは別の号器の変調部から分岐して得ている。I F 干渉量を変化させた場合の誤り率  $10^{-9}$  を得るに要する  $C/N$  値を図4.35に示す。

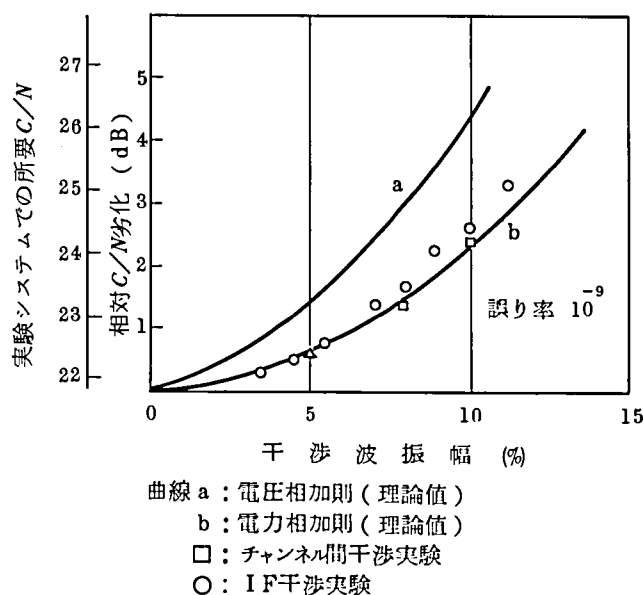


図 4.35 干渉波の大きさ と 所要  $C/N$

また、同図で曲線 a は、セット内エコー（ $-25\text{ dB}$ ）と干渉信号とが振幅和で相加した場合の理論曲線であり、曲線 b は、これが電力和で相加した場合の理論曲線である。また、実験値の中には図 4.3.4 の結果も併記してある（口印）、同図からも明らかなように、実験結果は電力相加則によく一致している。このことから、干渉波とエコー等の相加については、電力和をとる方がよい近似を与えることが明らかとなった。

また、セット内エコーをシンクロスコープ上の波形から観測し、 $-25\text{ dB}$ と評価したが、この評価値についても、この干渉波の実験から妥当性が裏付けられたと考える。

(f) 誤り率特性の面からみた擬似ランダムパルスの自己相関

4.3.4 項でも述べたように、本実験システムでは、1つのパターンからおたがいに数ビット（本実験では 6 ビット）の時間差をもたせた 2 つの PN パターンを作り、これを 2 つのベースバンド・パルスとして装置に印加している。この場合、2 つの信号に強い相関があると、これまでに述べた誤り率特性は、2 つのチャンネルに無相関でランダムな信号を送った場合のものであるという前提条件にかなったものでなく、ある特別な入力信号の場合の結果ということになる。そこで、上述の 2 つの PN パターンの時間差を変えた場合、誤り率特性に変化があらわれるかどうかを実験的に確かめてみた。実験結果を図 4.3.6 に示す。

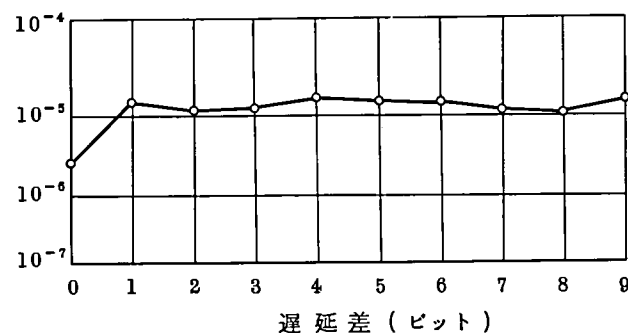


図 4.3.6 誤り率特性からみた PN コードの自己相関

この結果から、時間差が 0 ビット（相関係数 1）の場合と、1 ビット以上の場合には、明らかに誤り率の上で相違が見られるが、1 ビット以上ではほとんど変化がないことがわかる。なお、時間差が 0 ビットの場合というのは、2 系列のパルスが同じもの（自己相関 = 1）の場合に相当し、搬送波パルスパターンとしては隣り合うタイムスロット相互間の位相差としては  $\pi/4$  もしくは  $\pi/4 + \pi (= 5\pi/4)$  の 2 位相の変化のみにより構成されることとなり特殊なパターンといえることができる。

以上の考察により 1 ビット以上の時間差を与えれば、少なくとも誤り率特性の上からは 2 つの

信号に大きな相関は認められず、たまたま 0 ビットと選んだ時間差は、特別な場合ということになっていないことが確められた。しかしながら、実際には完全ランダムパターンを 2 つの入力信号とするのがもっとも望ましいことはいうまでもない。

(g) コーナが導波管線路に多数存在する場合の誤り率特性

都市内や都市間の導波管線路布設にあたっては、日本の場合、直線やゆるやかな曲りといった好条件の布設がつねに可能であるとは限らない。急な曲りではコーナー導波管が用いられるが、これが多数存在すると、モード変換、再変換によるひずみ雑音が大きくなる。<sup>(39)</sup>そこで、線路にコーナーが多数存在した場合、誤り率特性にどの程度影響を与えるかを実験的に確かめた。

これまで、モード変換、再変換による歪の影響は、高速パルス伝送の場合、無数に小さいランダムなエコーの集合のようにこれの電力の総和を歪雑音と定義し、熱雑音がこの分だけ電力和として増加したものと等価である、ということが理論的には明らかにされていたが、<sup>(39)</sup>導波管線路を用いて実験的に確認することはこの検討が最初のものであった。ここでは導波管線路に多数のコーナーを挿入し、<sup>(40)</sup>モード変換、再変換の影響を故意に大きくして実験を試みている。

実験回路は図 4.37 に示すように、送受信装置直通の系と、分波装置を通さずに直接テーパを介して導波管線路に接続する系との 2 つが切換えられるようになっている。

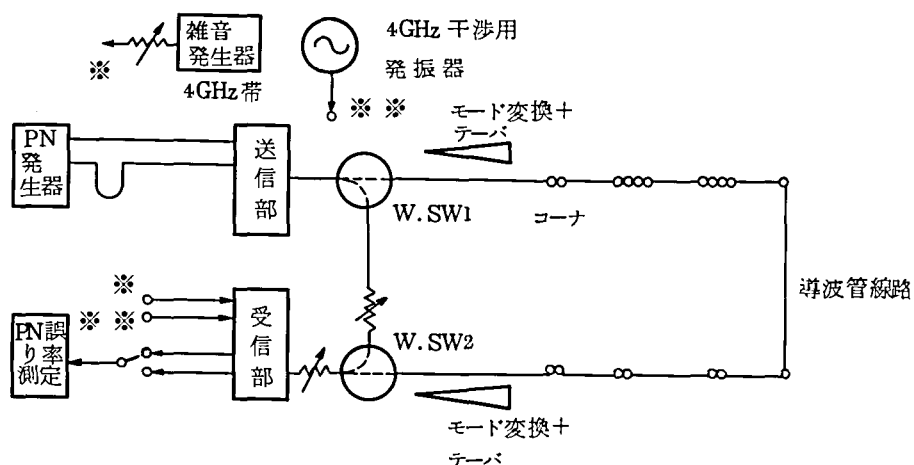


図 4.37 線路にコーナーが多数存在する場合の誤り率特性測定構成図

また、干渉信号として、本項(e)に述べた I F 干渉信号を注入したが、この場合にはランダム・パターン変調されたものでなく無変調波 (CW) の干渉信号を注入した。そのレベルは信号電

力に対し約 $-20\text{ dB}$ である。

誤り率特性の測定結果は図 4.38 に示すとおりである。<sup>(11)(13)(23)</sup>

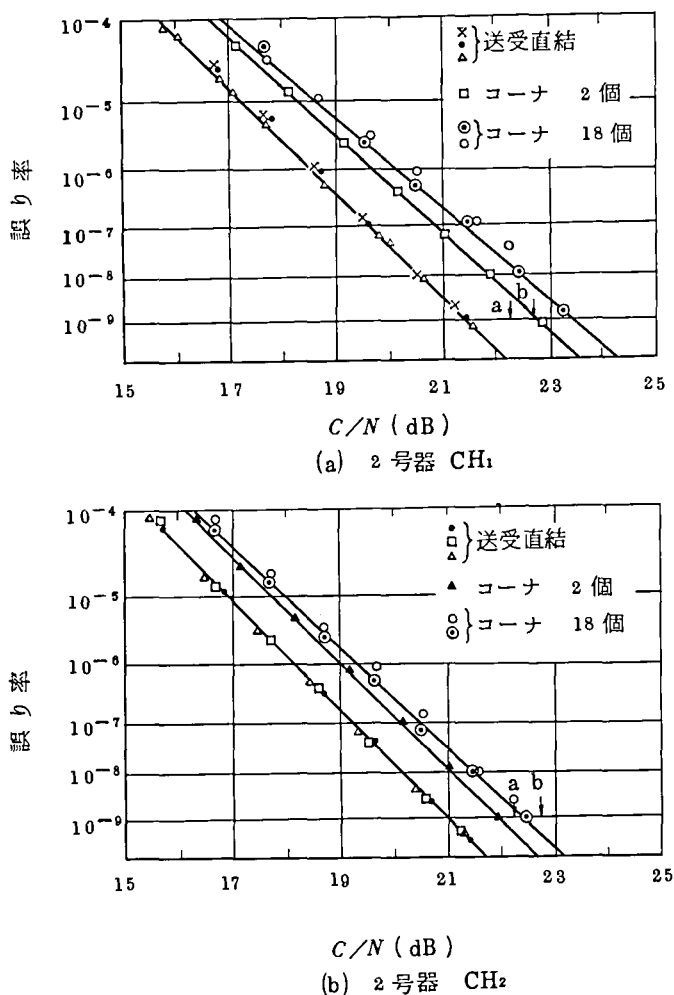


図 4.38 コーナがある場合の誤り率特性

同図(a)は2つのベースバンド・チャネルのうちの $\text{CH}_1$ ，同図(b)は $\text{CH}_2$ である。いずれの場合も送受直結の場合を対比として示してある。同図から明らかなように，コーナが18個ある場合と2個の場合との誤り率 $10^{-9}$ を得るに必要な $C/N$ の差は約 $0.4 \sim 0.6\text{ dB}$ である。また，直通の場合と，導波管線路（コーナ2個の場合）を通した場合との差は約 $0.9 \sim 1.2\text{ dB}$ である。導波管線路を通した場合には，直通の場合にくらべ，①導波管線路のひずみ雑音，②分波装置を通していないために遅延等化が分波装置の分だけ過補償となること，等の原因による余分な $C/N$ 劣化がある。導波管線路のひずみ雑音として信号レベルに対し，コーナが2個の場合 $-37\text{ dB}$ ，コーナが18個の場合 $-31\text{ dB}$ と見積って推定した誤り率 $10^{-9}$ を得るに要する値をそれぞれ矢印a，bで示した。実験結果とこの推定値とのかなりよい一致から，上述のひずみ雑音の見積りは妥当な値であると考えられる。また，このひずみ雑音の値は，振幅

特性にあらわれる細かいリップルから推定されるものともかなりよく一致していることがわかった。<sup>(23)</sup>

なお、多数の劣化要因が存在する場合の符号誤り率推定法に関しては第5章で詳細に論ずる

#### 4.3.6 考 察

以上、本節では  $800\text{ Mb/s}$  4相PSKミリ波中継装置、分波装置ならびに8.4 Kmの導波管線路を含む総合中継実験系において  $\pi/4$  シフト遅延検波方式中継伝送の符号誤り率特性について種々の観点から実験的検討を行ない理論との対比を示した。その結果

- (i) 超高速であっても容易に実現可能な新しい  $\pi/4$  シフト4相PSK変調方式として階段変調方式を提案したが、 $\pi/2$  シフト方式、原理的  $\pi/4$  シフト方式とほとんど劣化がない特性が得られることを理論的、実験的に明らかにした、
- (ii) 中継装置自体の動作は理論値からの劣化が約1 dB程度と非常に良好であったこと、
- (iii) 総合中継実験システムでは、目標値として誤り率  $10^{-9}$  を得るに必要な  $C/N$  値 25 dBとしたのに対し、これよりもよい23.2 dBという値を得たこと、
- (iv) 帯域制限特性について、理論値との良い一致が得られたこと、
- (v) 干渉信号に対する相加則は電力和とするのがよいこと、
- (vi) コーナが2個/Km程度存在する線路の場合には、信号に対し-31 dB程度のひずみ雑音が発生すると推定されることが誤り率特性の面から実験的に初めてわかったこと、

などを明らかにすることができた。(i)(ii)(iii)については、2章3章で述べた  $800\text{ Mb/s}$  という高速の  $\pi/4$  シフト4相PSK変復調回路が良好に動作していることを実証するものであり(vi)は、符号誤り率特性の面からモード変換の影響を熱雑音と等価な歪雑音として評価できることを実験として初めて実証できたことを示している。

なお、パターンによる抽出タイミング波の振幅変動幅は  $\pi/2$  シフト4相PSKの場合  $0 \sim -\infty$  (dB)であるのに対し、本階段変調  $\pi/4$  シフト方式の場合は  $0 \sim -14$  (dB)と大きく圧縮されることが実験的にも確められ、本変調方式によるタイミング波情報伝送の有効性が確認できた。<sup>(16)</sup>

#### 4.4 4相位相変調同期検波方式中継装置設計と中継伝送路の符号誤り率特性

前節では、遅延検波方式による超高速デジタルミリ波導波管伝送について理論と実験の対

比を論じた。特にタイミング波情報伝送に有利な $\pi/4$ シフト方式について、超高速パルス伝送に有利と考えられる試案の階段変調 $\pi/4$ シフト方式を中心に述べた。この結果、クロック周波数400MHzで、4相PSK伝送の可能性を確認した。もし、3章で述べた同期検波復調の技術が導波管伝送に対しても有効であれば耐歪雑音特性にすぐれた伝送方式が得られる可能性がある。本節では、同期検波方式を用いた場合のミリ波再生中継装置の設計法ならびにミリ波導波管デジタル中継伝送特性について理論と総合中継実験（この場合は後に詳述するように現場試験）結果の対比を通して論じるものである。

はじめに、同期検波方式におけるアイ・パターン、誤り率特性の理論値について論じる。次に現場試験用に試作した中継装置の設計法・構成と特性を述べ、さらに分波装置、約23kmの導波管線路を含めた現場試験の結果について、理論的に求められる値との対比を示す。800Mb/sという超高速伝送であること、高速再生中継特性に重要な影響のある変調、復調再生には2.5.4項、3.4.4項に述べた新しい創意を取り入れていること、符号誤り率特性の分析にあたって、個々の再生中継系を詳細に分析しようとする従来の考え方を破棄し実験結果の統計的な量と理論値との一致を明らかにするという新しい考え方を導入していることなど従来にないいくつかの新しい事項を含んでいる。

なお、この検討は電気通信研究所が行なったミリ波導波管伝送方式実用化プロジェクトの最終目標となるものである。

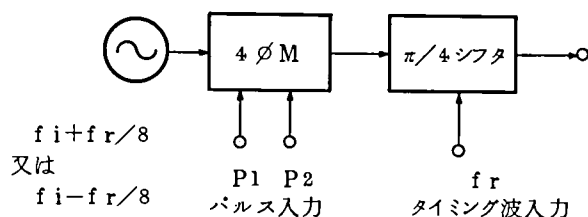
大容量基幹回線としてのミリ波導波管伝送方式（W-40G方式）の実用化は、50年に一応完成をみた。したがって本項で述べる研究では新技術を開発するという一面の他に、実用上の諸要求をも満足するという条件が加わることとなる。4.4.2項には研究の背景として、W-40G方式の概要について簡単にふれている。

#### 4.4.1 同期検波方式4相PSKの基本伝送特性

4相PSK変調には $\pi/2$ シフト方式と、 $\pi/4$ シフト方式とがあることは、これまでも述べてきた。後者はパルスパターンに関係なく常にタイミング波情報が得られるという特長がある。この方式は、遅延検波復調に向いており、4.3.2項で述べたように検波eye patternは $\pi/2$ シフトにくらべ、ほとんど劣化しない。

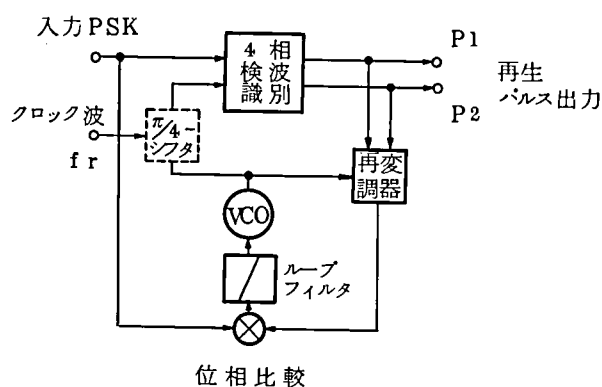
しかし、 $\pi/4$ シフト4相PSK伝送に対し同期検波復調を行なうという検討はあまりなされていない。それは、元来 $\pi/4$ シフト方式が8相PSKの一種と考えられ、同期検波復調を行な

おうとすれば回路が8つの位相に同期しなければならないところから複雑化するというのがおもな理由であったと思われる。しかしながら、4.3節で提案した階段変調 $\pi/4$ シフト方式を原点に考えると、 $\pi/2$ シフト方式とほとんどかわらない同期検波復調回路の構成を考えることができる。すなわち、図4.39に示すように変調回路ではクロック周波数 $f_r$ の $1/8$ だけ大きい（あるいは小さい）中心周波数の発振器出力に通常の $\pi/2$ シフト4相位相変調をほどこす。

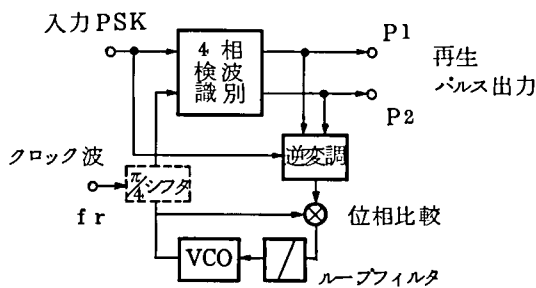


$f_i$  : 中間周波数

(a) 階段変調 $\pi/4$ シフト方式変調回路



(b)  $\pi/4$ シフト方式同期検波復調回路  
(再変調比較形)



(c)  $\pi/4$ シフト方式同期検波復調回路  
(逆変調形)

図4.39 階段変調 $\pi/4$ シフト4相位相変調方式における同期  
検波変復調回路の一構成法

その出力をクロック周波数  $f_r$  で鋸歯状あるいは正弦波状に若干 ( $\pi/8 \sim \pi/16$ ) 位相変調をかける。変調の基本は周波数  $f_i + f_r/8$  (又は  $f_i - f_r/8$ ) の搬送波を  $\pi/2$  シフト 4 相位相変調するのであるから、同期検波復調側でも、自走周波数が  $f_i + f_r/8$  (又は  $f_i - f_r/8$ ) の電圧制御発振器を用意し、3.4.4 項で述べたように再変調比較形の同期検波回路を構成すれば復調が可能である (同図(b))。また、同図(c)に示すように入力信号を逆変調すれば周波数  $f_i + f_r/8$  (又は  $f_i - f_r/8$ ) をもち、若干クロック周波数  $f_r$  で正弦波状に位相変調がかかった単振動搬送波が得られるので逆変調形の同期検波回路を構成することもできる。同図(b), (c)の点線で示すように、受信点に残っている正弦波状位相変化を受信側にも  $\pi/4$  シフターをおいて、これにより再変調すれば完全な同期検波が行なえるわけである。しかし、今これを省略しても、正弦波状位相変化が比較的小さいことを考慮すると同期検波が可能と考えられる。

以上述べたように、階段変調方式を用いれば  $\pi/4$  シフト方式であつても  $\pi/2$  シフト方式とほとんどかわらない回路構成で同期検波方式復調の可能性があるのでここに指摘する。<sup>(41)</sup>

次に、 $\pi/2$  シフト、 $\pi/4$  シフト両方式の同期検波復調における eye pattern を比較する。  
 $\pi/2$  シフト 4 相位相変調波の送信信号は

$$u(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{a_i h(t-iT) \cos \omega_0 t + b_i h(t-iT) \sin \omega_0 t\} \quad (4.29)$$

と表わすことができる。(式(2.8)再掲)。

但し、 $a_i = 1$  又は  $-1$ ,

$b_i = 1$  又は  $-1$ ,

$i = \dots \dots -2, -1, 0, 1, 2, 3, \dots \dots$

$h(t)$  : 送信ベースバンドパルス波形 (図 2.5 (a))

また、受信波形は

$$v(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \{a_i g(t-iT) \cos \omega_0 t + b_i g(t-iT) \sin \omega_0 t\} \quad (4.30)$$

と表わすことができる(式 2.4 再掲)。ここで  $g(t)$  は伝送路等価 B.P.F. ( $W(\omega)$ ) の中心周波数を零に移行して、これにベースバンド信号  $h(t)$  を通過させた時得られるベースバンド応答波形である。今、搬送波信号に同期した基準位相搬送波で同期検波した場合、検波器 1 の低周波成分は



$$\begin{aligned}
 d_1(t) &= \frac{\sum_{i=-\infty}^{\infty} \{a_i g(t-iT) \cos \omega_0 t + b_i g(t-iT) \sin \omega_0 t\}}{\times \cos \omega_0 t} \\
 &= \frac{1}{2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i g(t-iT) \quad (4.31)
 \end{aligned}$$

同様にして,

$$d_2(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i g(t-iT) \quad (4.32)$$

なお、ここでは等価BPFでの直交成分の発生ならびに基準位相搬送波の位相誤差はないものとしている。したがって直交成分の発生ならびに基準位相搬送波位相誤差がない基本的な $\pi/2$ シフト4相PSK同期検波のeye patternは $d_1(t)$ 、 $d_2(t)$ とも同じ波形となり、式(4.31)に従ってもとめればよい。今、 $W(f)$ として、ガウスフィルターを例にとると、 $g(t)$ は

$$g(t) = \Phi \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{\ln 2}} m \left( \frac{t}{T} + \frac{1}{2} \right) \right\} - \Phi \left\{ \frac{\pi}{\sqrt{\ln 2}} m \left( \frac{t}{T} - \frac{1}{2} \right) \right\} \quad (4.33)$$

で表わされる。但し

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{\xi^2}{2}} d\xi$$

$$m = BT$$

$B$ :  $W(\omega)$  の3 dB 低下帯域幅

式(4.33)を式(4.31)に代入し、前後1ビット含めて合計3ビットのパルスパターンを考慮して求めた結果を図4.40の点線で示す。

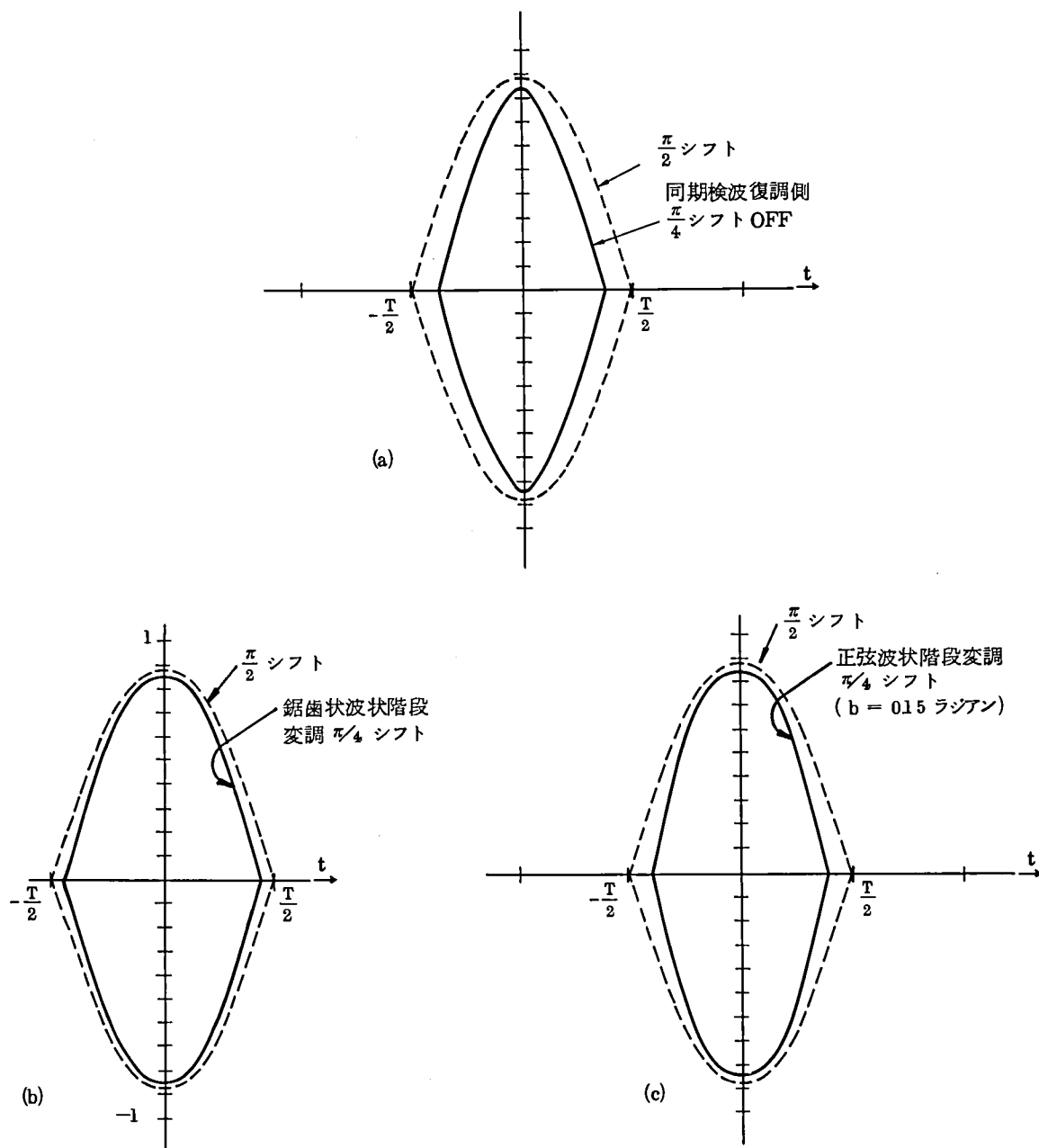


図 4.4.0 同期検波方式  $\pi/2$  シフト,  $\pi/4$  シフト, ならびに  
階段変調  $\pi/4$  シフト復調アイパターン比較

次に, 4 相 P S K 同期検波方式復調における符号誤り率特性は

$$P_E = \Phi\left(-\frac{d}{\sigma}\right) = \Phi\left(-\sqrt{R} \cdot d\right) \quad (4.34)$$

で与えられる。<sup>(32)</sup>

但し 
$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{\xi^2}{2}} d\xi$$

$$d = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i g(t-iT) \quad \text{あるいは} \quad d = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i g(t-iT) \quad ; \quad \text{検波出力}$$

$$R \equiv C/N = \frac{\text{搬送波電力}}{\text{雑音電力}}$$

$$\sigma = E \{ n_x^2 \} = \Sigma \{ n_y^2 \}$$

$n_x, n_y$  は雑音の同相成分ならびに直交成分，すなわち雑音を

$$n(t) = n_x(t) \cos \omega_0 t + n_y(t) \sin \omega_0 t$$

と表現した場合の各成分の瞬時振幅である。 $B$ をガウス形の帯域制限とし， $BT = \infty$ （帯域制限がない場合）と $BT = 1$ の場合の符号誤り率特性を図 4.4 1 の実線で示した。

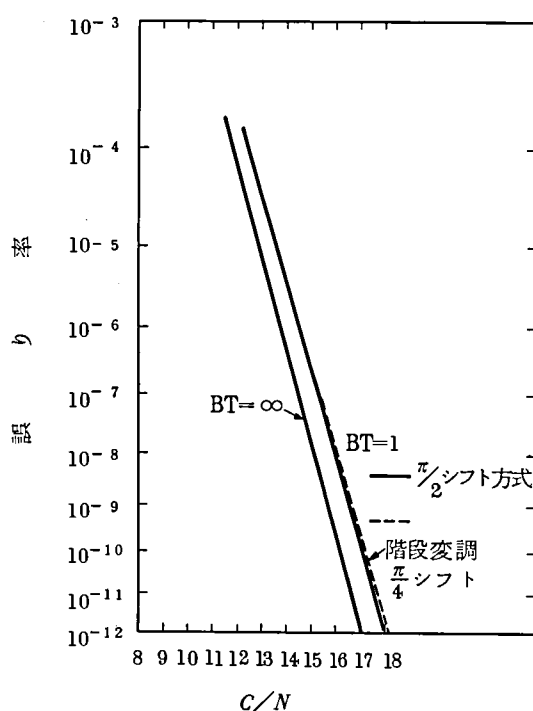


図 4.4 1 4 相 P S K 同期検波誤り率特性

次に  $\pi/4$  シフト方式の周期検波出力アイパターンならびに誤り率特性を求める。はじめに原理的  $\pi/4$  シフト方式の場合を考える。送信信号は

$$u(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \left\{ a_i h(t-iT) \cos \left( \omega_0 t + i \frac{\pi}{4} \right) + b_i h(t-iT) \sin \left( \omega_0 t + i \frac{\pi}{4} \right) \right\} \quad (4.35)$$

$$(i = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots)$$

と表わすことができる。ここで  $\pi/4$  シフト方式の場合との相違は式 (4.29) に比較して搬送波の位相がタイムスロットごとに  $\pi/4$  のステップで増加している点にある。(これは、4.3 節における  $\pi/4$  シフタの変調波形を鋸歯状波とした場合に相当している。) 前述と同様に中心周波数に対し対称な伝送路等価 B.P.F. を通過した後の受信波形は

$$v(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \left\{ a_i g(t-iT) \cos(\omega_0 t + i \frac{\pi}{4}) + b_i g(t-iT) \sin(\omega_0 t + i \frac{\pi}{4}) \right\} \quad (4.36)$$

今、同期検波回路として、基準位相搬送波出力が、タイムスロットごとに  $\pi/4$  ずつ階段状ステップ変化するものを考える。このような基準位相搬送波を作る例としては図 4.39 の(b)(c)に示したように、基準位相搬送波源として、 $f_0$  に対しクロック周波数  $f_r$  の  $1/8$  だけシフトした搬送波を発生し、点線で示した  $\pi/4$  シフタにより鋸歯状波にクロック周波数で位相変調をかけることにより実現出来る。この時の位相検波用基準位相搬送波  $r(t)$  は

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t-kT) \cos(\omega_0 t + k \frac{\pi}{4}) \quad (4.37)$$

と表わされる。今、 $t=0$  近傍について考察すれば  $-\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$  においては 2 つのベースバンド出力のうち一方に印加される基準位相搬送波  $r(t)$  は  $\cos \omega_0 t$  であるから、検波出力  $d_1(t)$  は

$$\begin{aligned} d_1(t) &= \left[ \sum_i g(t-iT) \left\{ a_i \cos(\omega_0 t + i \frac{\pi}{4}) + b_i \sin(\omega_0 t + i \frac{\pi}{4}) \right\} \right] \cos \omega_0 t \\ 2d_1(t) &= a_0 g(t) + g(t+T) \left\{ a_{-1} \cos(-\frac{\pi}{4}) + b_{-1} \sin(-\frac{\pi}{4}) \right\} \\ &\quad + g(t-T) \left\{ a_1 \cos \frac{\pi}{4} + b_1 \sin \frac{\pi}{4} \right\} \\ &= a_0 g(t) + \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ a_1 g(t-T) + a_{-1} g(t+T) \right. \\ &\quad \left. + b_1 g(t-T) + b_{-1} g(t+T) \right\} \end{aligned} \quad (4.38)$$

$\pi/2$  シフト方式の場合と比べ、 $\pi/4$  シフト方式では、隣接タイムスロットの信号は  $\pi/4$  だけ位相がシフトした搬送波に 4 相位相変調がかけられているので、符号間干渉として直交チャンネル  $\{b_i\}$  のものをも受けるという点が異なる。すなわち、式 (4.38) 中かっこ内の  $b_1, b_{-1}$  に関わる項がそれである。但し、自チャンネルの符号間干渉 ( $a_1, a_{-1}$  に関わる項) は  $\pi/2$  シフトの場合と異なり  $1/\sqrt{2}$  だけ小さな量となっている。この結果、図 4.40 (b) の実線に示すよ

うに、この場合のサイ・パターンは横幅が $\pi/2$ シフト方式にくらべ若干せまいものとなっている。しかし、アイ・パターンの中心、すなわち眼の開き（アイ・オープニング）は表4.7に示すように約2%程度小さくなるだけであり、またその誤り率特性は図4.41の点線で示すように各種パターンの平均誤り率を求めればほとんど $\pi/2$ シフトの場合と変わらないという結果が得られる。タイミング波情報を信号パルスパターンの如何にかかわらず常に伝送できる利点を生かすため回路が若干複雑となるが、同期検波においても十分良好な $\pi/4$ シフト方式受信が行なえることがわかった。

表 4.7  $\pi/2$  シフトならびに $\pi/4$  シフト方式4相P S K同期検波復調の  
アイオープニング

変 調 方 式		アイオープニング	備 考
$\pi/2$ シフト		0.882	
$\pi/4$ シフト	階段状基準位相	0.857	
	正弦波変調基準位相( $b = 7.16$ 度 )	0.857	
	" ( $b = 8.59$ 度 )	0.857	オーバーシュート $0.56^\circ$
	$\pi/4$ シフターを用いない( $b = 0$ )	0.857	

$\pi/4$ シフト方式同期検波回路では、同期検波用基準位相として理想的には $\pi/4$ ステップで変化する階段波形が望ましい。これは、図4.39で示すように、VCOの出力である $f_0 + \frac{f_r}{8}$ （又は $f_0 - \frac{f_r}{8}$ ）なる周波数の搬送波を、 $\pi/4$ シフタにより鋸歯状波状に位相変調すればよい。しかし、高速に適するよう回路を簡単にするため4.3節の変調部で論じたように正弦波状に位相変調をかけることが考えられる。すなわち基準位相は

$$r(t) = \cos \left\{ \left( \omega_0 + \frac{\omega_r}{8} \right) t - b \sin \omega_r t \right\} \quad (4.39)$$

と表現でき、その様子は図4.17の実線の曲線群に示す通りである。この場合 $b$ の大きさの選択により、例えばタイムスロットの中心で平坦となる（接線の傾きが零）ようにするには $b = 1/8$  (rad.)  $\cong 7.16$  (度)，であり平坦な範囲を広げるために少し大き目（ $b = 0.15$  (rad.)  $\cong 8.59$  度）にするなど $b$ に対する若干の選択範囲があろう。さらに復調部を簡易なものとするため、 $b = 0$ ，すなわち $\pi/4$ シフタの回路を省略して受信するという考え方があろう。

上述の各種の場合の同期検波アイ・パターンについて $\pi/2$ シフトの場合とのアイ・パターン

の比較を図 4.4.0 (a), (c)に示した。アイ・パターンの横幅が若干せまくなるが、中心の値、すなわちアイオープニングは表 4.7 に示すように仮りに  $\pi/4$  シフターをもうけない場合でも、前述のステップ状基準位相の場合と同じである。したがって、図 4.3.9 において  $\pi/4$  シフタを省略した簡単な回路による  $\pi/4$  シフト方式同期検波回路を構成することが可能である。この回路は結局  $\pi/2$  シフト方式の同期検波回路とその回路構成要素は変わらない。

以上、 $\pi/2$  シフト方式と  $\pi/4$  シフト方式に対する同期検波方式復調の基本回路構成と、アイパターン、符号誤り率などの基本特性について述べた。タイミング情報伝送の点で有利な  $\pi/4$  シフト方式においても、 $\pi/2$  シフト方式に若干の回路追加で復調でき、しかもアイオープニング劣化が少ないことを示した。

本節で述べる W-40G 方式では、種々のシステム設計上の観点から、タイミング情報伝送の確保には、端局で入力パルス信号（入力データ）をスクランブルし、入力パルスパターンの如何にかかわらず伝送パルスパターンのマーク率をつねに  $1/2$  近くに保つという方法を採用した。<sup>(54)</sup> したがって、中継系ではタイミング波情報伝送に対し特別な措置を講ずる必要は特になくなった。そこでここでは同期検波方式による  $\pi/4$  シフト 4 相 PSK 波復調についてはその可能性の指摘にとどめることとし、復調回路構成が簡単で、受信アイ・パターンがより良好な  $\pi/2$  シフト方式を採用することとした。以下の議論では  $\pi/2$  シフト 4 相 PSK 伝送を対象として検討を進めることとする。

#### 4.4.2 長距離大容量ミリ波導波管伝送方式（W-40G 方式）の概要

本節では、高速ミリ波再生中継装置設計法の確立ならびに同期検波方式によるミリ波の高速 4 相 PSK 信号伝送を理論的、実験的見地から論じるものであるが、これに先立ち本研究が長距離大容量ミリ波導波管伝送方式（以下 W-40G 方式と称する）実用化の一環として行なったものであり、本検討の外部条件を明らかにするために、ここで本方式の概要を若干ふれることとする。

研究所では、それまでのミリ波導波管伝送に関する技術（4.2，4.3 節の検討もこれに含まれる）を基礎として昭和 46 年より W-40G 方式の実用化を開始した。<sup>(1)</sup> この方式は 43~87 GHz の周波数領域を用い 30 万電話回線を 1 本の導波管で双方向伝送するもので、方式の経済化をはかるため 1 ミリ波チャンネルは 800 Mb/s の情報伝送速度をもっている。

図 4.4.2 はその標準擬似回線で、2,500 Km を 280 Km ごとの監視切替区間に分割してある。1 監視切替区間には平均 18 の無人中間中継所を有し、その状況は監視切替局あるいは端局か

ら監視される。

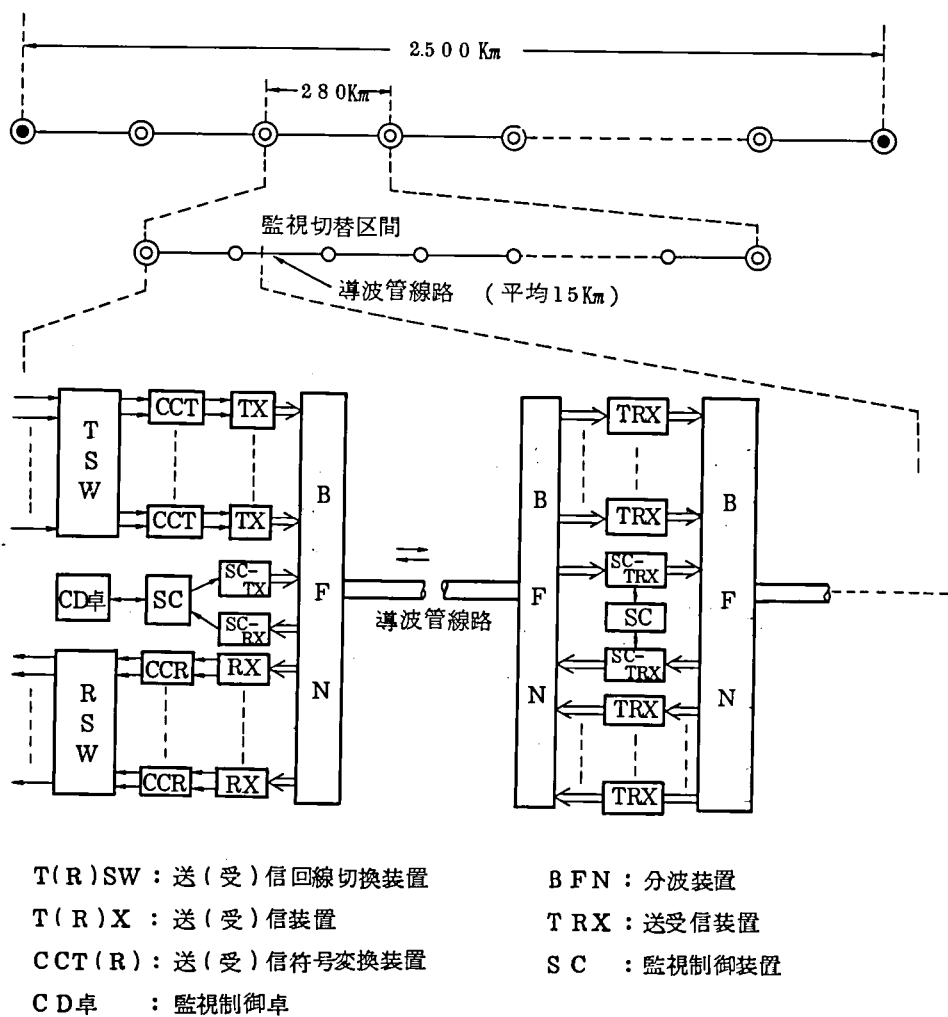


図 4.4.2 ミリ波導波管伝送方式回線構成図

回線切換装置から出る2系列の400Mb/sのパルス信号は符号変換装置で同期がとられたのち送信装置で4相位相変調されたミリ波信号となり、分波装置で多数のミリ波信号が束ねられ中間中継所に送られる。中間中継所では送受信装置によってベースバンド再生が行なわれる。

図4.4.3は、周波数配置を示すもので、43～87GHzの帯域をA、B、C、Dの4つのブロックに分け、各ブロックには14のミリ波チャンネルを配している。上り下り28チャンネル(現用28, 予備2)となり、約20Gb/sのパルス信号(電話30万回線)双方向伝送を行なう。送受のガードバンドには上り下り1回線ずつの監視制御回線(1.544Mb/s伝送)をもっている。

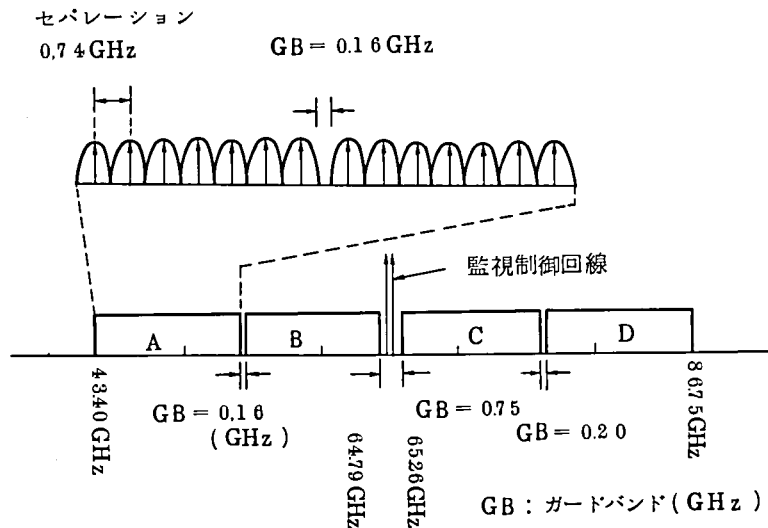


図 4.43 W-40G方式の周波数配置

本方式の主要諸元を表 4.8 に示す。800 Mb/s という情報伝送速度は内外のこれまでのデジタル伝送方式において最も高速のものである。

表 4.8 W-40G方式の主要諸元

(1) システム構成および伝送品質		
	標準擬似回線	2500 km, 9 切替区間
	ミリ波チャンネル数	上り 28, 下り 28 ( 現用 26, 予備 2 )
	平均中継間隔	15 km ( 同軸ルートなみの布設条件 )
	伝送容量/ミリ波チャンネル	800Mb/s ( 電話11520, 4MHz TV24, カラーTV8 )
	総伝送容量	約21Gb/s ( 電話約30万, 4MHz TV624, カラーTV208), 双方向
	変復調方式	PCM-4相PSK, 同期検波, 各局再生中継
	符号誤り率	$10^{-7}$ 以下/2500 km
(2) 周波数帯域, 周波数配置		
	全伝送帯域	43~87 GHz
	群構成	4 ブロック×14 チャンネル
	ミリ波チャンネル間隔	740MHz
(3) 導波管線路		
	主導波管	混用導波管 (誘電体4, らせん1), 内径51mm, 単長5m, 銅管外装, 布設曲率半径 $\geq 30$ m
	防護管	150 mm銅管 (電気容接)
	ガス保守	窒素 (導波管内), 乾燥空気 (防護管内)
	特殊導波管	ガスダム, テーパ導波管, 伸縮導波管, シングルおよびダブルコーナ導波管



導波管伝送方式は米・英・仏・独・伊など世界各国で研究実用化が進められているが、日本の導波管伝送方式のひとつの特徴は、我国の道路事情を考慮し、同軸ルートなみに屈曲に富む場合でも所要の伝送容量、品質、コストの条件を満足し得るよう設計されているという点である。屈曲の多い線路では、伝送損失が増大し中継間隔が短くなるので、1ミリ波チャンネルを出来るだけ高速多重化し中継伝送路コストをおし上げないようにする必要がある。このため上述のように内外でも最も高速のパルス伝送を可能とする技術確立する必要があった。また、多屈曲ルートに対処するため、途中に多くのコーナー導波管を用いることとなるが、このような線路では、それによるTE<sub>on</sub>族のモード変換・再変換により、伝送周波数特性に細かなリップルを生じ、高速パルス伝送においては一種の雑音（歪雑音）をとともなうことと等価となることはこれまでも述べてきたとおりである。このような外部条件からW-40G方式の設計にあたっては耐歪雑音特性を向上させるため、

(イ) ミリ波帯直接変調のかわりに、中間周波（IF）帯変調を用い、直交成分の発生、角度誤差などが少なく波形特性のすぐれた変調部を実現する。

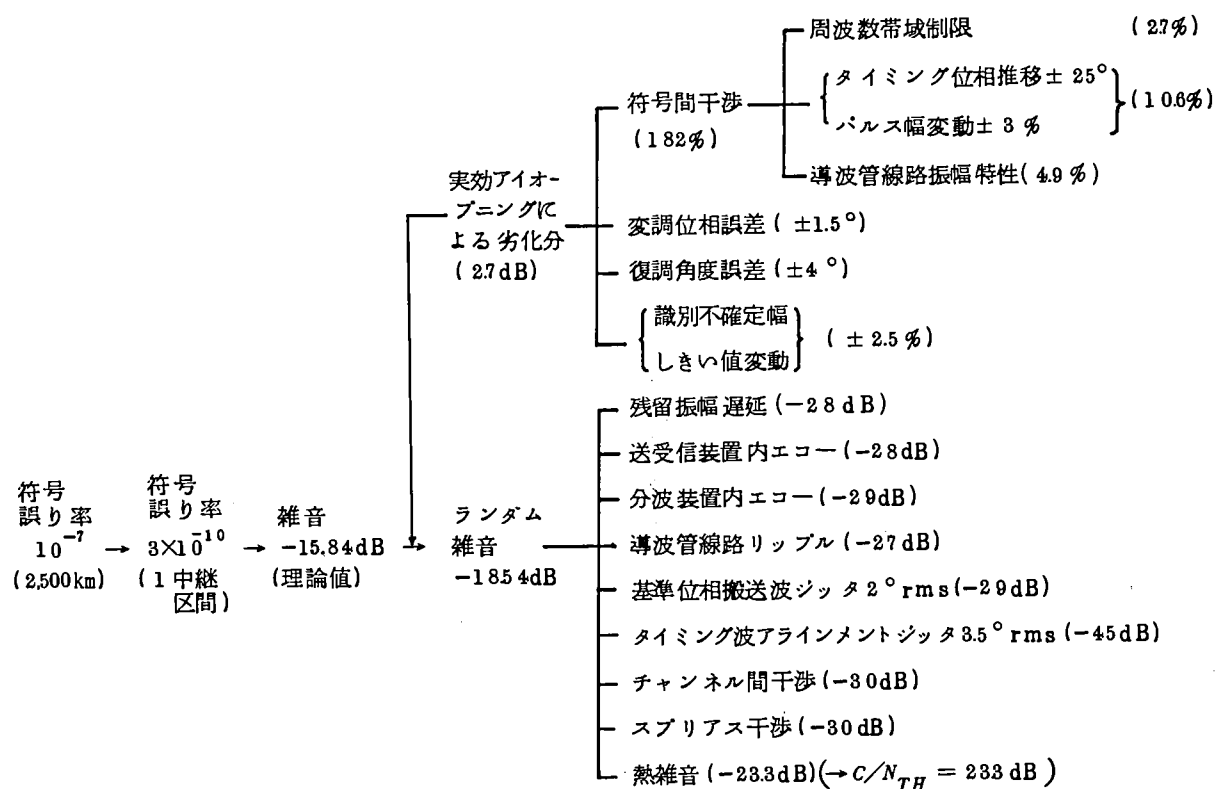
(ロ) ミリ波という高い搬送周波数を用いていることから、周波数変動を受けるが、これにより復調・再生機能が劣化しないよう、特別の工夫をする。<sup>(1)(41)</sup>

(ハ) 符号間干渉、チャンネル間干渉の少ない波形等化方式（近似零交さ波形伝送系<sup>(42)</sup>）を採用する。<sup>(1)</sup>

(ニ) その他、中継装置、分波装置の機器特性を極力高める、

などを積極的に進め、上記の問題点を克服して屈曲に富むルートに対しても800Mb/s<sup>(1)(3)</sup>という高速パルス伝送を可能としている。第5章で詳しく述べるように、本方式の歪配分設計を表4.9に示す。無人の中間中継所におかれる中継装置は周囲温度0℃～40℃の変化を受けるが、この温度条件に対し、変調部への要求条件（パルス幅変動、変調角度誤差など）、復調部への要求条件（識別不確定、しきい値変動、復調角度誤差、基準位相搬送波ジッタなど）は800Mb/s 4相PSKという高速多値変復調には厳しいものであるが、変調部にあっては2.5節で論じたように集中定数素子化リング変調器を中心として高速IC化変調回路技術確立し、復調部にあっては3.4節で論じたように無定位制御再変調比較形同期検波回路の技術確立して問題点の克服をはかり、要求条件を満たすことに成功している。<sup>(3)(43)</sup> これら変復調技術、ミリ波固体電子回路技術、波形伝送系の技術を高性能なものに高め、表4.9に示した要求条件を満足する機器性能が得られ、同表の回線設計の妥当性を現場試験により確認している。<sup>(7)</sup>

表 4.9 W-40G 方式のひずみ配分



#### 4.4.3 800Mb/s 4相PSK同期検波方式ミリ波中継装置の設計と特性

本項ではW-40G方式に用いるミリメートル波送受信装置(中継装置)について、その設計法と、現場試験用試作装置の特性について述べる。本装置は、搬送波周波数が43~87GHzと非常に高いこと、800Mb/s 4相PSKの高速デジタル再生中継を行なうこと、実用段階の試作であることなどの点が、これまでの国内・外のミリ波中継装置の検討と異なる特徴である。実用化を目途に試作し、導波管線路と接続し総合試験でその特性を確認したこれまでのおもな国内外のミリ波中継装置検討例として

- (イ) 4.2節で述べた研究所が試作した224Mb/s ASKミリ波中継実験装置
- (ロ) 4.3節で述べた同じく研究所試作の806Mb/s 4相PSK遅延検波方式中継装置,
- (ハ) Bell研究所で現場試験用に用いた274Mb/s 2相PSK遅延検波方式中継装置, <sup>(44)</sup>
- (ニ) フランスCNETが試作した500Mb/s 4相PSK遅延検波方式中継装置, <sup>(45)</sup>
- (ホ) イギリスBPOが試作した250Mb/s 4相PSK遅延検波方式中継装置, <sup>(46)</sup>

などの例がある。しかし、本装置は諸外国のどの例よりも高速であり、しかも4相PSK同期検波復調の技術を確認している点など画期的なものである。また、表4.10に国内

でこれまで実用化されたおもな高速搬送波デジタル伝送方式との比較を示したが、搬送周波数がきわめて高く、信号伝送速度が最も高いという特徴がある。

表 4.10 国内における高速搬送波デジタル伝送方式の例

伝送方式	2GHz PCM (2S-P2)	11/15GHz PCM (11/15 S-P2)	準ミリ波PCM (20L-P1)	ミリ波導波管伝送 (W-40G)
搬送周波数	2.11~2.29GHz	10.7~11.7GHz 14.4~15.23GHz	17.7~21.2GHz	43~87GHz
信号伝送形式 (信号伝送速度)	4相PSK (126.24Mb/s)	4相PSK (97.7Mb/s)	4相PSK (400Mb/s)	4相PSK (800Mb/s)
送信形式	マイクロ波帯 直接変調	マイクロ波帯 直接変調	準ミリ波 直接変調	中間周波変調 アップコンバータ使用
復調方式	同期検波	同期検波	同期検波	同期検波
中間周波数	70MHz	140MHz	1.7GHz	1.7GHz
全伝送容量 (電話チャネル)	2,112	14400(11G) 10080(15G)	46080	300,000
文 献	(47)	(48)	(49)	(1)

(4)の装置は50GHz帯のものであったが、その後ミリ波固体電子回路の高周波化、高出力化の研究開発が進められた。<sup>(7)</sup>また、(4)では中間周波数が4GHzであったが、経済性、準ミリ波通信方式との共通化を考慮して1.7GHzに下げ、この周波数帯での高速変復調回路、遅延等化回路の開発をおし進めた。その結果1.7GHz帯のリング変調器を基本とした変調回路(2.5節)、周波数変動に強い無定位制御の同期検波回路(3.4節)などを実現した。また、(1)ではエサキダイオード識別回路を用いたが、その後400MHzで動作するトランジスタ識別回路、広帯域直流増幅器を実現したので、<sup>(48)</sup>より温度特性のよい識別回路が得られるようになった。

このように、その後のミリ波固体電子回路、1.7GHz帯中間周波回路、高速変復調再生回路の技術の進歩をおりこんで、昭和46年度よりW-40G方式実用化が開始され、実用機としての中継装置(送受信装置)の設計に着手し、43~87GHzの帯域のうち6チャネルを現場試験用に試作した。46年度には試作を完了し、その後室内試験、現場試験でその機能・特

性を測定し、設計目標を満足していることを確認した。

(a) 設計における基本的な考え方

導波管伝送方式において、実用上の諸要求を満足しながら、超高速デジタル再生中継を高品質で行なうための装置設計にあたっては、つぎのような諸条件を考慮する必要がある。<sup>(2)(3)</sup>

- ① 実用上の諸要求を満足しながらできるだけ高速・多値化を達成する必要がある。これまでも述べたようにW-40G方式では、ハードウェアの性能や経済性などを勘案し、403MB4相PSK方式(806Mb/s伝送)を採用した。
- ② 屈曲の多い導波管線路ではコーナー導波管などで発生するモード変換、再変換により熱雑音と等価な性質をもつひずみ雑音が生じる。①で述べた、高速・多値信号の再生中継動作は、このようなひずみ雑音に対し十分な余裕をもたないと、中継距離をせばめる結果となる。
- ③ 搬送周波数は43~87GHzであり、表4.10に示した他方式<sup>(47)~(49)</sup>と異なり非常に高いので、同じ相対周波数安定度でも絶対的な周波数変動は大きくなり、4相PSK波の安定な復調に対し、十分な設計上の配慮が必要である。<sup>(41)(43)</sup>
- ④ 導波管伝送方式は、大束基幹回線をねらいとしているので高信頼の回線であることが要求され、したがって、中継装置も信頼度の高いことが望まれる。
- ⑤ 分波装置内のチャネル分波器接続用導波管の損失をできるだけ小さくできるような構造の装置が要求される。
- ⑥ 中間中継所の環境条件により0℃~40℃、湿度90%以下で上述の諸条件を満足することが必要である。
- ⑦ 建設、保守の便宜を十分考慮する必要がある。

以上述べた諸条件を考慮しながら送受信装置設計にあたって、つぎのような基本方針をとった。

- ㉑ 変調・送信形式： ひずみの少ない出力波形を得、②に対して耐ひずみ雑音特性を良くする、建設時に必良な回線の遅延特性測定をIF段階で容易に行なえるようにする、局発の送受信共用による経済化をはかる、などの理由から中間周波変調、アップコンバータ送信の方式を用いることとした。変調器には2.5節で詳細に論じた技術を用い優れた特性の変調波形を得ている。
- ㉒ 局発、復調： ミリ波局発の経済化をはかるため、その周波数安定度は、通常のキャビティ安定化固体発振器で可能な値とする。このとき③で述べたように、周波数変動に

より再生中継特性が劣化しないように復調部の性能を極力高める。

復調部では同期検波方式を用いるが、従来同期検波方式については400MB4相という高速多相の伝送において安定で簡単な基準搬送波の抽出に成功した例がなかった。そこで、3.4.4項で論じたように、再変調比較形搬送波抽出回路を基本として、無定位制御、強制掃引引込みなどに新しい回路をあみ出し適用することによって800Mb/s4相PSKという高速多相PSK信号から安定な基準搬送波を抽出する技術を実現し、入力周波数が1.7GHz±20MHzと大きく変動しても位相誤差、ジッタの少ない秀れた性能の同期検波復調回路を達成した。この技術により、①、②、③などの要求条件に(43)(50)対処することが可能となった。

㉔ 信頼性： 信頼性および消費電力を考慮して全固体化とする。

㉕ 保守性： 保守性を考慮して、装置障害が生じた場合には盤単位で交換することとする。分割単位は後に詳しく述べるように送受信盤、変復調盤、遅延等化盤、警報制御盤、電源盤、の5つとする。盤交換にともないつぎのような方針をたてた。

すなわち、遅延特性は各盤で平坦化し、総合特性で等化するという方針はとらない。これは、盤を取りかえたことより、総合特性に影響をあたえないようにするためである。

㉖ 構造・熱設計： チャンネル分波器間の接続導波管損失を極力小さくするために、盤はできるだけ薄形とし、チャンネル間隔を小さく設計する。この場合熱設計に対し十分な配慮を行なう必要がある。

以上述べた外部条件、設計基本方針によって設計した本中継装置の主要諸元を表4.1.1に示す。

表 4.1.1 中継装置主要諸元

構 成	全固体、5 盤構成(高周波盤、遅延等化盤、変復調整、警報制御盤、電源盤)、盤単位の交換可能
送信形式	アップコンバータ、ガリウムヒ素ショットキバリアダイオード、シングル形
受信形式	ダウンコンバータ、ガリウムヒ素ショットキバリアダイオード、シングル形
中間周波数	1.7GHz
帯域幅	800MHz
局 発	送受共用逡倍形(標準)、周波数安定度 $\pm 7 \times 10^{-5}$ (0~40℃)、原発振器は空洞装荷形固体発振器
変調形式	400MB、 $\pi/2$ シフト4相PSK
変調回路	リング変調器、並列形、シリコンショットキバリアダイオード
復調形式	同期検波
復調回路	リング検波器、シリコンショットキバリアダイオード、差動形直流増幅器
識別再生回路	差動形トランジスタ識別再生器
搬送波同期	自己同期、ノンリニア抽出(再変調比較形抽出回路、スクランブルおよび無定位制御による安定化)
タイミング	自己同期、ノンリニア抽出(包絡線検波、PLO、スクランブルによる安定化)
動作監視	入出力レベル異常、再生パルス異常、搬送波同期異常
消費電力	100W以下(-21V)

(b) 構成と設計目標

建設、保守の便宜、経済性を重視して、中継装置はいくつかの盤に分割する構成とした。すなわち、(イ)局発回路共用の利点を生かしてミリ波帯、IF回路を1つの盤とする、(ロ)各ミリ波チャンネルに対し周波数によらず共通に用いることの出来る変復調回路を1つの盤とする、(ハ)導波管伝送方式では1次遅延等化作業が容易に行なえる必要があるので、遅延等化回路を独立の盤とするなどを骨子として試作装置の盤構成を図4.4.4に示すように、送受信盤、遅延等化

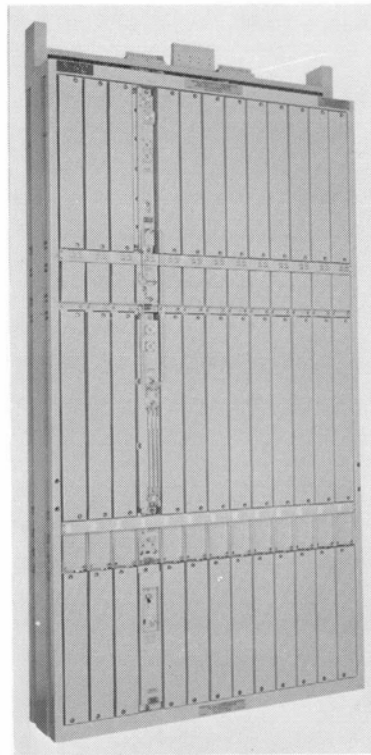
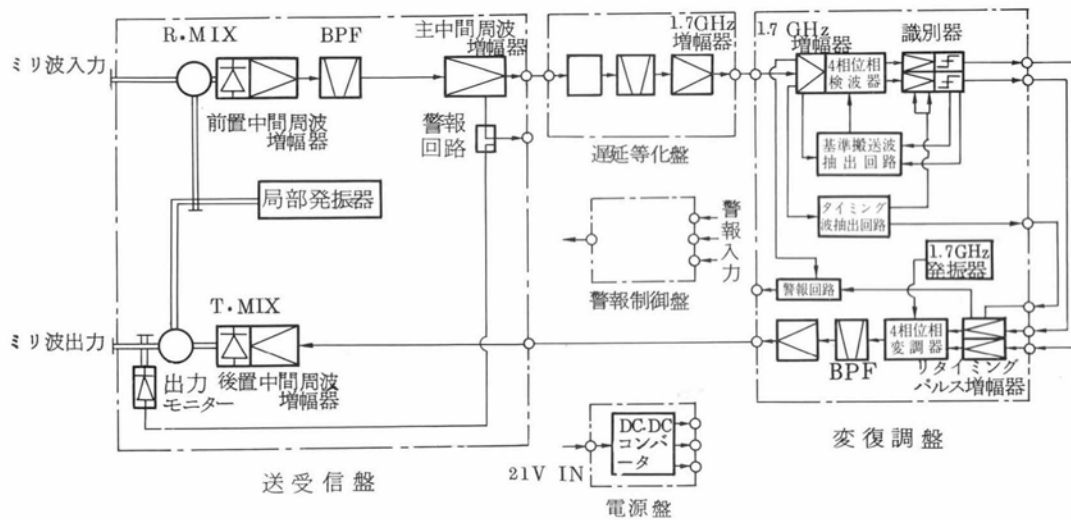


図 4.4.4 送受信装置の構成と概観

盤，変復調盤，警報制御盤，電源盤の 5 盤構成とした。

次に設計目標についてその要点を以下に述べる。

現場試験装置試作にあたっては，現場試験回線に装置を実装した状態で誤り率  $10^{-9}$  を確保できるように中継利得の設計を行なった。

中継利得は

$$G = P_0 - N_T - (F_T + C/N) \quad (4.40)$$

で表わされる。ここで  $P_0$  は送信出力， $N_T$  は熱雑音， $F_T$  は受信部雑音指数， $C/N$  は誤り率  $10^{-9}$  を得るのに要する搬送波電力対雑音電力比である。中継利得を工場で検査する場合，チャンネル間干渉，分波装置エコー，導波管ひずみ雑音，スプリアス干渉の一部は存在しないので， $C/N$  値はこれらが無い場合の値を適用する。表 4.12 は試作にあたっての装置に対するひずみ配分である。

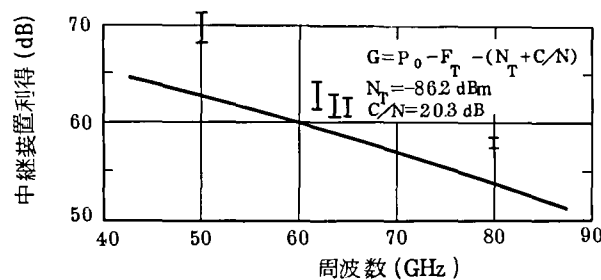
表 4.12 送受信装置ひずみ配分，設計目標

セット内エコー	-25 dB
スプリアス波	-40 dB
符号間干渉 (幅変動 $\pm 3\%$ )	-25.7 dB
送信角度誤差	$\pm 1.5^\circ$
タイミング波固定位相推移	$\pm 2.5^\circ$
抽出搬送波角度誤差	$\pm 4^\circ$
抽出搬送波雑音	-25 dB
識別不確定しきい値変動	$\pm 2.5\%$
熱 雑 音	-20.3 dB
搬送波抽出引込範囲	$\pm 14\text{MHz}$ 以上
中継利得	52.9~62.4 dB 以上 (表 4.13)
誤り率 $1 \times 10^{-9}$	
温度変動 $0^\circ\text{C} \sim 40^\circ\text{C}$	

この値と，後に詳しく述べるように， $P_0$ ， $F_T$  ならびに  $N_T = -86.2\text{ dBm}$  (雑音帯域幅 600 MHz) の値より，試作装置の中継利得設計目標を表 4.13 ならびに図 4.45 に示す。

表 4.13 送受信装置中継利得設計目標

チャネル名	中継利得設計目標
A09 (50.28 GHz)	62.4 dB
B11 (62.67 GHz)	56.9 dB
B12 (63.48 GHz)	56.9 dB
B13 (64.29 GHz)	56.9 dB
C01 (65.85 GHz)	56.0 dB
D06 (80.67 GHz)	52.9 dB



$P_0$  : 送信電力  
 $F_T$  : 受信部雑音指数  
 $I$  : 実現値 (誤り率  $10^{-9}$  を与える中継利得)

図 4.45 中継装置利得の目標値と実現値

次に、振幅、遅延周波数特性、すなわち、波形伝送系の設計について述べる。4.2, 4.3 節で述べたミリ波総合中継実験系では、波形伝送特性として、ガウス形帯域制限特性を基本として設計した。これは、前後1タイムスロット以上には符号間干渉が生じないという点では優れた特性をもつものであるが、周波数特性上のシャ断特性が急峻でなくチャネル間干渉が大きい、隣接タイムスロットの符号間干渉が大きい、パルス波形中心点でのピーク値劣化が大きいなどの問題点があり、(a)の②で述べたように優れた再生中継特性を得、耐歪雑音特性を高めるためには、符号間干渉とチャネル間干渉が同時に零となるような波形伝送系が望まれる。この目標にそって、W-40G方式では近似零交叉形波形伝送系が新たに設計され、採用されている。<sup>(42)</sup>

これによれば変調部に5段振幅最平坦形の間周波ろ波器(帯域幅720MHz)、チャネル分波器として送信側、受信形とも2段振幅最平坦形(帯域幅800MHz)、高周波盤受信部に5段振幅最平坦形(帯域幅720MHz)、遅延等化盤に5段トムソン形(帯域幅810MHz)を用いることにより、中間周波変調波形の立上り時間0.7ns(帯域1GHzのガウス形フィルタによる帯域制限と等価)を考慮すると、両隣接タイムスロットのタイミング時点では零交叉する波形応答が得られ、 $1.85f_r$ 離れた隣接チャネルからのチャネル間干渉も-38dB



以下と非常に小さな値が期待される。<sup>(42)</sup> なお、各ろ波器で発生する遅延特性については各盤で平坦に等化するものとする。

以上の波形伝送特性が、それぞれの盤に挿入するフィルターによって確保され、それ以外の回路の特性がこれに大きく影響しないようにするため、フィルタ以外の各回路は、中心周波数 $\pm 400\text{MHz}$ の範囲で振幅、遅延特性がともに平坦であるよう広帯域化をはかる必要があった。すなわち、試作装置設計にあたっての波形伝送特性は、1次振幅ひずみ、2次振幅ひずみの量をできる限り小さなものとし、これらの成分を差引いた残りの振幅特性リップルによるエコーが装置総合で $-25\text{dB}$ 以下であるものとした(表4.11)。装置の試験は高周波盤入力端子から遅延等化盤出力端子(I F—I F間伝送特性)と、変復調盤変調部、ならびに復調部の3つに分けて行なうこととしたので、そのおのおのにわりあてたエコー量はI F—I F間が $-26\text{dB}$ 以下、変調部ならびに復調部がおのおの $-32\text{dB}$ 以下である。

### (c) 中継装置総合特性

#### イ. 変調特性

変調部では2.5.4項で詳細に論じたように、二重平衡形変調器すなわちリング変調器の採用、パルス、搬送波ともに整合のとれた整合分波回路の適用、リタイミングパルス増幅器を設計して用いる、などの工夫によりクロック周波数 $400\text{MHz}$ でありながら表4.12に示した歪配分すなわち設計目標を十分満足するものが得られた。すなわち、変調角度誤差は、変調盤、変復調盤各6台に対し、 $0\sim 40^\circ\text{C}$ の温度変化で、ほとんどのものが設計目標( $\pm 1.5^\circ$ 以内)を満足しており、その平均値は $0.92^\circ$ という小さな値である。立上り、立下り時間はほとんどのものが $0.6\text{ns}$ 以下(目標値 $0.7\text{ns}$ 以下)、パルス幅変動は、二重平衡形変調器を用いたこと、パルス増幅器にリタイミング機構を付加した設計としたことなどによりクロック $400\text{MHz}$ という高速においても $\pm 2.5\%$ ( $\pm 75\text{ps}$ )以内の特性を得た。

#### ロ. 復調特性

復調回路として3.4.4項に論じたように、可逆計数回路による無定位制御、ビート検出掃引引込み回路などを付加した新しい設計と、ハードウェアとして位相波回路にリング変調器を採用する、方向性結合器、整合分波回路などを積極的に用いて搬送波信号・ベースバンド信号双方に対し整合を取る、位相検波回路—直流増幅回路—識別回路をすべて正負両極性の入出力をもつバランス回路で構成して温度変動を吸収する、などの工夫により設計目標を満足する性能を得ている。すなわち、変調盤、変復調盤、復調盤各6台の試作に対し、抽出搬送波角度誤差は $\pm 2^\circ$ 以内、抽出搬送波雑音 $-36.6\text{dB}$ 以下( $0.6^\circ\text{rms}$ 以下)、識別不確定、しきい値

変動± 2.5 %以下ならびに引込み周波数範囲± 20 MHz 以上の特性(0℃～40℃の温度範囲)  
(3)  
を得た。

#### ハ．波形伝送特性

波形伝送特性すなわち振幅遅延周波数特性は、フィルタ以外の回路が十分平坦な特性をもっているため、総合特性は図 4.4 6 に示すように設計標準によく合致する結果となった。

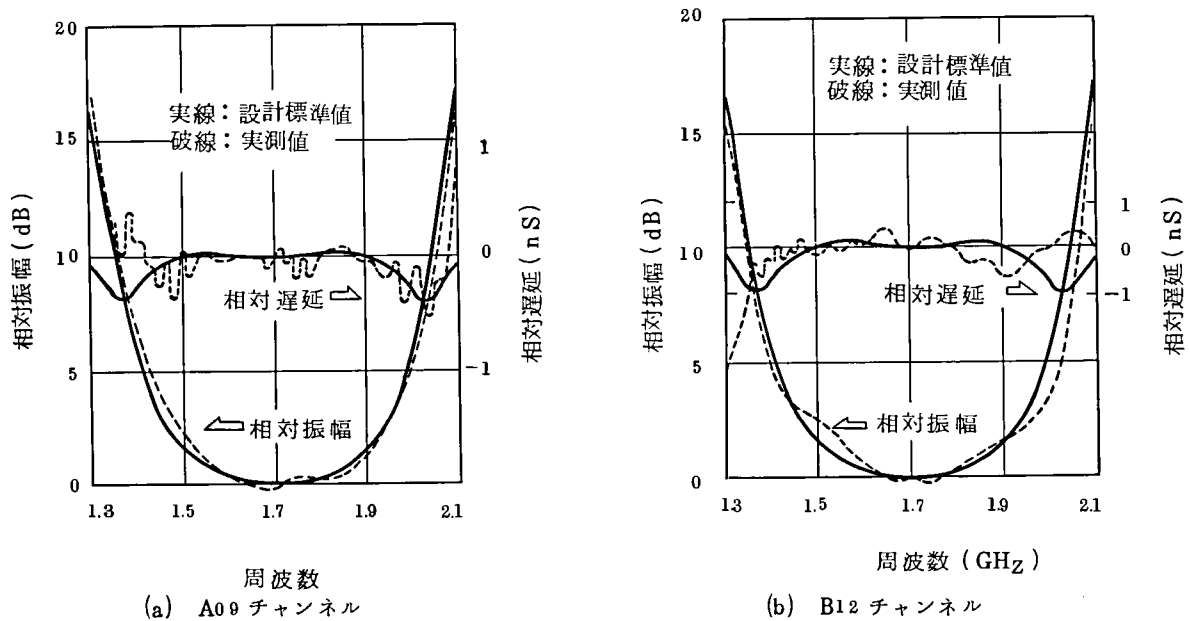
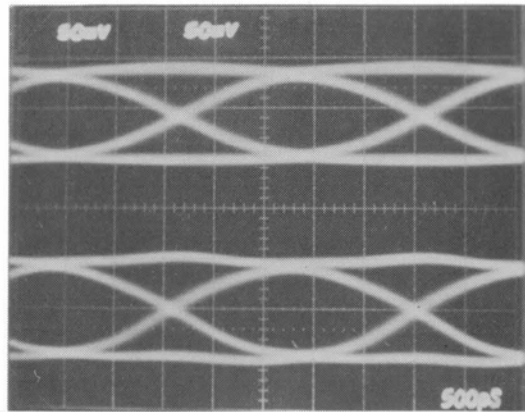


図 4.4 6 総合振幅・遅延周波数特性

標準値からの残留偏差により生じるエコーレベルは最悪−28 dB（平均−33.9 dB）であり設計目標−26 dB以下を十分満足するものである。<sup>(3)</sup> 波形伝送特性の良否を評価するもう一つの方法としてアイパターンの観測があるが、この場合には、上述の振幅遅延周波数特性のほかに変調部、復調部の特性も含まれる総合的な評価を行なうこととなる。図 4.4 7 は 2 つのベースバンドパルスとして 15 段擬似ランダムパルスを印加した場合の中継装置対向アイパターン特性の 1 例であり、同図(b)の計算で求めたものに非常に近い優れた結果であることを確認した。中継装置対向で測定する場合、送受のチャンネル分波器による帯域制限特性を含まないこととなるので、受信側中間周波数帯で（実際には遅延等化盤内）帯域幅 540 MHz の 5 段トムソン形フィルタを挿入しチャンネル分波器の特性をも模擬した形で観測した。

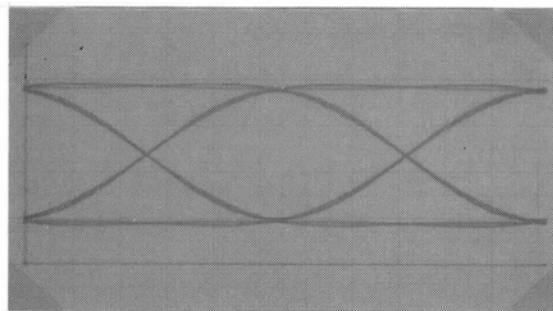
なお、図 4.4 7 (b)のアイパターン計算値は、近似零交叉形波形全体をシミュレーションしたもので、2.6 節の図 2.5 7 (a)に示したガウス形波形送系のものと異なり、符号間干渉、ピーク値劣化がともに少ない。なお、図 4.4 7 (b)の場合の理論計算では表 4.1 2 に示した種々の劣化要因は含んでいない理想的な場合のものである。



(a) 送受対向の場合の eye pattern

室内試験，常温

横軸 500ps/div.



(b) 計算結果

図 4.47 中継装置対向アイパターン特性

## ニ. 符号誤り率測定

送受信装置のもっとも重要な性能のひとつは中継利得である。試作装置に対する中継利得設計目標は先述のように表 4.13 に示すとおりである。中継利得の試験方法は，中継装置の送信部と受信部とをミリ波減衰器で接続し，搬送波電力対雑音電力比（ $C/N$  比）を変化させて符号誤り率を測定する。誤り率が  $10^{-9}$  となる  $C/N$  値ならびに送信出力と雑音指数の実測値から式 4.40 にしたがって中継利得を求めた。この場合，周囲温度条件として， $0^{\circ}\text{C}$ ，室温， $40^{\circ}\text{C}$  の 3 種類をとり測定した。また，分波装置で受ける帯域制限を模擬するためのフィルタ（帯域幅  $540\text{MHz}$  5 段トムソン）を遅延等化盤にそう入している。測定に際し，使用パルスパターンは任意ビット（実際には 3 ビット）互いに進み遅れの関係にある 15 段擬似ランダムパルス（PN パルス）2 系統を符号変換装置に印加し，その出力を用いることとした。測定回路構成を図 4.48 に示す。

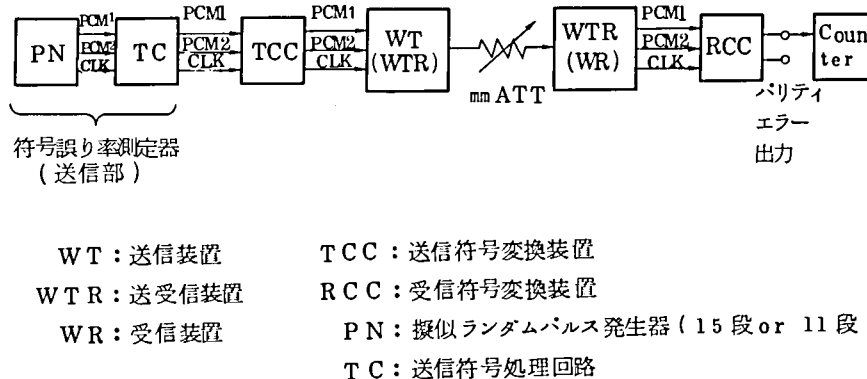


図 4.4 8 符号誤り率特性測定系構成図

図 4.4 9 に送信装置・送受信装置対向の  $C/N$  対符号誤り率特性の代表的な例を示す。図には環境温度が  $0^{\circ}\text{C}$ 、室温、 $40^{\circ}\text{C}$  の各場合について示した。また、復調部抽出基準位相搬送波の引込み位相状態が 4 通りあり、そのそれぞれに対応して誤り率が異なるので、もっとも大きな誤り率を呈する場合 (最悪相) ともっとも小さな誤り率を呈する場合 (最良相) との 2 つを示した。

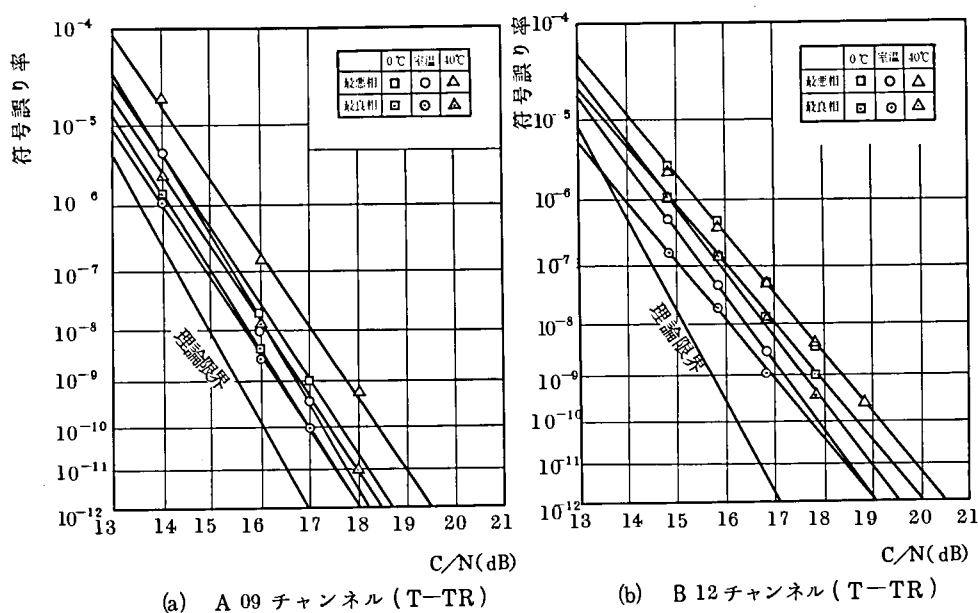


図 4.4 9 送受信装置符号誤り率特性

この図から、 $0 \sim 40^{\circ}\text{C}$  の環境温度において、符号誤り率  $10^{-9}$  を得る所要の  $C/N$  値は、A 09 チャンネル ( $5.028\text{ GHz}$ ) 送信・送受信装置対向の場合  $17.7\text{ dB}$ 、B 12 チャンネル ( $6.348\text{ GHz}$ ) の同じ対向の場合  $18.4\text{ dB}$  であることがわかる。図 4.5 0 は各温度での最悪相と最良相を別個のサンプルと考え、符号誤り率  $10^{-9}$  を得る所要の  $C/N$  値を 6 チャンネル 1.2 対向にわたってヒストグラムにしたものである。

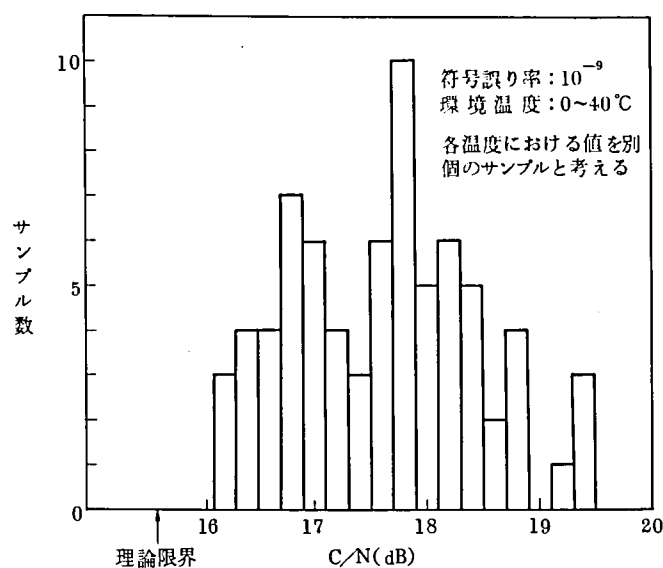


図 4.5.0 送受対向  $10^{-9}$  を得るための所要 C/N 値  
(  $0 \sim 40^{\circ}\text{C}$  )

温度変化の全範囲で C/N 値の最小は  $16.2\text{ dB}$  , 最大は  $19.4\text{ dB}$  であり , 帯域制限がない場合の理論制限からの劣化は  $3.7\text{ dB}$  以下である。また , 図 4.5.1 には室温におけるヒストグラムを示した。

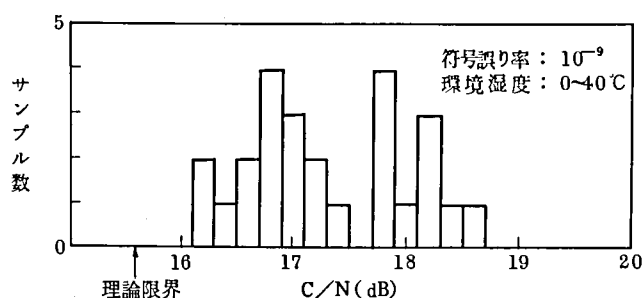


図 4.5.1 送受対向  $10^{-9}$  を得るための所要 C/N 値  
( 室内 )

これらの図からすべてのデータは表 4.1.2 に示した設計目標値  $20.3\text{ dB}$  を満足するものである。

次に誤り率が  $10^{-9}$  となる C/N 値 , 雑音指数  $F_T$  ならびに出力  $P_o$  の実測値より求めた中継利得実現値を表 4.1.4 に示す。温度変化  $0 \sim 40^{\circ}\text{C}$  に対し , 中継利得  $69.0 (50\text{ GHz})$  ,  $58.0 (80\text{ GHz})$  が得られており , これは表 4.1.3 に示した目標値を約  $5\text{ dB} \sim 7\text{ dB}$  上回るものであった。<sup>(3)</sup>

ここに得られた中継利得実現値を図 4.4.5 に目標値との比較のためプロットした。

表 4.14 送・受対向中継利得実現値

ch	span	temp.(°C)	送信出力	雑音指数	所要 C/N	中継利得
			$P_0$ (dBm)	$F_T$ (dB)	C/N (dB)	G (dB)
A 09	T-TR	20	10.8	10.1	17.0	69.9
		40	10.7	10.7	17.7	68.5
	TR-R	20	12.0	10.1	16.5	71.6
		40	11.2	11.5	16.9	69.0
B 11	T-TR	20	6.9	11.8	18.2	63.1
		40	6.1	12.1	18.7	61.5
	TR-R	20	6.2	11.4	16.8	64.2
		40	5.9	11.6	16.4	64.1
B 12	T-TR	20	5.1	11.9	17.2	62.2
		40	4.6	12.0	18.4	60.4
	TR-R	20	5.8	11.7	17.3	63.0
		40	5.2	11.7	17.7	62.0
B 13	T-TR	20	5.4	11.6	17.7	62.3
		40	5.3	12.3	18.4	60.8
	TR-R	20	5.2	11.0	18.3	62.1
		40	4.7	11.8	18.1	61.0
C 01	T-TR	20	5.9	11.3	18.2	62.6
		40	5.1	11.4	19.4	60.5
	TR-R	20	4.9	11.0	18.7	61.4
		40	4.5	11.1	19.1	60.5
D 06	T-TR	20	2.9	13.6	16.9	58.6
		40	2.6	14.2	16.6	58.0
	TR-R	20	-0.2	13.7	18.4	53.9
		40	-0.6	14.1	17.7	53.8

以上、本装置の設計・試作・試験を通して得られた主要な結果は、

(i) IF 1.7 GHz において 800 Mb/s の 4 相 PSK 変復調回路を実用化したこと。すなわち、この搬送周波数ではじめて集中定数素子によるリング変調器を用い、角度誤差 ( $\pm 1^\circ$  以内)、ジッタ ( $\pm 75$  ps 以内) の少ない 4 相位相変調回路を得た。また、周波数変動に強く (補捉周波数範囲  $\pm 20$  MHz 以上) 定常位相誤差の小さい ( $\pm 2^\circ$  以内) 復調回路を得た。

(ii) 中継装置は実用的な諸条件を考慮したはじめての実用装置であり、中継利得 69 dB (50 GHz) ならびに 58 dB (80 GHz) を得、これらはおのこの設計目標を 5~7 dB 上回るものである。これらの諸結果は本項の(a)で述べた設計の基本方針の妥当性を裏づけるもので

あり，ここに43～87 GHz 帯800 Mb/s 同期検波方式ミリ波中継装置設計の技術を確立した。

なお，中継装置は無人中継所におかれ，いくつかの無人中継所を端局で集中監視することと  
しているため，中継装置の障害・性能劣化を検知し，監視制御装置に警報を送る機能が必要で  
ある。なかでもどの中継局の装置が誤り率増の障害であるかを見いだすいわゆるフォールトロ  
ケーションは非常に重要な機能である。ここでは，誤り率特性劣化を各中継装置で検知できる  
ような簡単な回路と，これに適用する特定パルスパターンPSK波を考案し，適用したが，<sup>(4)(41)(51)</sup>  
本論文ではその概略を述べるにとどめ詳細については割愛する。

#### 4.4.4 同期検波方式中継伝送路の誤り率特性（現場試験回線特性）

800 Mb/s 4相という高速多値PSK信号の導波管伝送について同期検波復調の場合の実  
験検討を前述の中継装置を用いて行なった。これは，W-40 G方式実用化の一環として，全  
長約23 Kmの導波管線路に中継装置，符号変換装置，端局装置，監視制御装置，分波装置等  
を実装して実用回線に近い総合的な現場試験回線を建設し，各機器の機能・特性が設計目標通り  
であるかどうか，方式設計が妥当なものであるかどうかを確認するための総合的な現場試験と  
して行なったものである。

本項では，この現場試験のうち，回線品質を評価する上で重要な符号誤り率特性の面から主  
として論じ，④2.5節の変調部，3.4節の復調部ならびにこれらを実装した4.4.3に述べた同  
期検波方式ミリ波中継装置が設計目標通りの動作特性を示すかどうかを確認する，⑥導波管伝  
送方式の建設・保存方法（回線設定）の最適化を行ない簡易で確実な方法を確立する，⑦導波  
管線路という媒体のもつ特性が高速4相PSK信号伝送に与える影響を確認し，第5章で詳細  
に述べる導波管伝送方式歪配分設計の確立をはかる，等をその目的とするものである。

はじめに，現場試験回線について概要を簡単に紹介し，次に，導波管伝送路のもつ特性が，  
符号誤り率特性ならびにその測定面でどのように影響するかなどを論じる。

##### (a) 現場試験回線の概要

現場試験回線は，水戸電報電話局と茨城通研間の22.7 Kmを2 hop で結ぶ構成をとっており，  
水戸電報電話局から約15 Kmのところに向山中間中継局が設置されている。

4.2，4.3節で述べた総合中継実験では，導波管線路は直理式で長さも折り返し8.4 Kmとい  
う短いものであったが，現場試験回線では，実用の際に遭遇するであろう種々の条件に適合す  
るように設計され，ルートには多くの湾曲，屈曲点，鉄道越え，河川越えなどが含まれている。<sup>(11)(52)</sup>

これに図4.52に示すように回線切替装置，送信および受信符号変換装置，送信および送受

信装置，監視制御装置等を接続して試験回線を構成している。

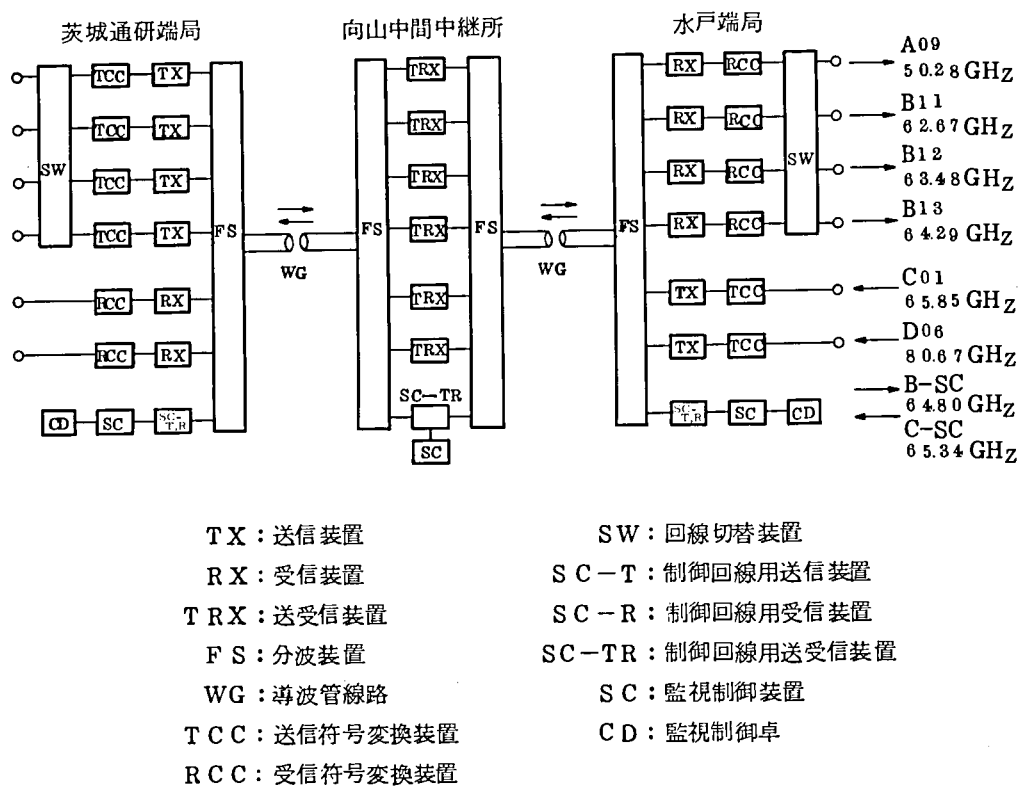


図 4.5 2 現場試験回線の構成

実装チャンネルは， $A_{09}$  (50.28 GHz)， $B_{11}$  (62.67 GHz)， $B_{12}$  (63.48 GHz)， $B_{13}$  (64.29 GHz)， $C_{01}$  (65.85 GHz)， $D_{06}$  (80.67 GHz) の 6 つであり，このうち  $A_{09}$ ， $B_{11}$ ， $B_{12}$ ， $B_{13}$  を茨城通研から水戸電報電話局向け（下り回線）， $C_{01}$ ， $D_{06}$  を水戸電報電話局から茨城通研向け（上り回線）とした。各チャンネルは水戸電報電話局と茨城通研の両端局に符号変換装置を持ち，一回線切替区間を構成しているが，符号変換装置を経由せずに折返し回線を作ることにより最大 10 中継の多中継伝送試験が行なえるようになっている。

なお， $B_{11} \sim C_{01}$  にわたる 60 GHz 帯にチャンネルが集中されて実装されているのは，チャンネル間および送受間の干渉特性を試験するためである。

また，本試験回線に適用した歪配分設計を表 4.1 5 に示す。



表 4.15 歪配分（現場試験回線適用）

1. 符号間干渉		
1-1	帯域制限による分	1.8 %
1-2	パルス幅変動による分	} 10.7 %
1-3	タイミング位相変動による分	
		} ±11.5 %
2. 位相誤差		
2-1	変調盤	} ±5.5°
2-2	復調盤	
3.	しきい値変動，識別不確定幅	±2.5 %
4. エコーおよび干渉		
4-1	変復調盤内エコー	-29 dB
4-2	高周波盤および遅延等化盤内エコー	-29 dB
4-3	チャンネル間干渉	-30 dB
4-4	スプリアス干渉	-32 dB
4-5	分波装置内エコー	-29 dB
4-6	基準搬送波ジッタ	-29 dB
5.	導波管線路歪雑音	-27 dB
6.	熱雑音	-21 dB

#### (b) 符号誤り率の測定方法

符号誤り率特性の試験にあたっては，4.2節，4.3節で述べた場合と異なり，ひとつは，長距離の屈曲の多い線路を用いている点，他のひとつは同期検波方式の復調であるという点から生じる問題点がある。

##### (1) C/N, S/Nの測定方法

回線の伝送品質評価の方法として，無変調時の信号電力と雑音電力の比，すなわちC/N値に対して符号誤り率を測定する方法が一般的である。

しかし，W-40G方式のような多重モードの導波管線路を伝送媒体として用いる方式では，導波管の曲りやコーナー部分で生ずるモード変換再変換によって振幅周波数特性上に細かなリップルが見られるので，4.2，4.3節で述べたように線路が短い場合と異なり単に受信した無変調波（輝線スペクトラム）の電力をCと定める方法では，このリップル値が約0.5 dBp-pにもなり周波数によってC値にばらつきが生じ，そのためC/N値にもばらつきが出るからである。

そこで，リップルの影響を取り除き誤差要因の少ないデータを得る方法として変調された信

号の受信電力 (S : Signal) をもって  $S/N$  を測定し、理論的な計算式

$$C/N \simeq S/N + 1.25 \quad (\text{単位 dB}) \quad (4.41)$$

により、 $C/N$  対符号誤り率特性を評価することとした。<sup>(53)</sup>

#### (ロ) 引込み位相の判別方法

同期検波復調方法では、よく知られているように基準搬送波抽出回路は周波数通倍作用に類似の動作を行なうために、変調位相数に等しい引込み位相状態をとり得る。

一方、実際の変復調回路の動作は、各引込み位相状態でわずかながら特性が異なり、このため  $C/N$  値が同じであっても引込み位相の状態によって符号誤り率が異なった値をとることが従来から知られている。

4種類の引込み位相の違いによる符号誤り率のばらつきがかなり大きい場合には比較的容易に引込み位相を判別できるが、遠端測定で且つ、ばらつきが少ない場合には誤り率特性だけから引込位相のちがいを判別することはかなり困難である。

そこで、引込み位相が異なった場合回路のわずかなアンバランスにより、高速パルスを受信している状態での検波出力平均直流電圧が若干異なることに着目し、2つの検波器出力平均値を検出するという簡単な方法で4つの引込み位相を判別できるようにした。

これにより、4つの引込み位相すべてに対する符号誤り率特性をまぎれを生じることなく測定することが可能になった。

#### (c) 波形伝送特性とアイパターン特性

W-40G方式の波形伝送特性は、これまでも述べたように近似零交叉形がとられている。<sup>(42)</sup>  
また、導波管線路では、個有の一次遅延傾斜が存在するのでこれを等化する必要がある。IF—IFの区間測定の結果では、振幅特性の設計値からの偏差は、1次振幅が $-3 \sim +2 \text{ dB/GHz}$  (平均 $-0.2 \text{ dB/GHz}$ , 標準偏差 $1.2 \text{ dB/GHz}$ ), 2次振幅が $-1.7 \sim +4 \text{ dB}/(0.4 \text{ GHz})^2$  (平均値 $+1.3 \text{ dB}/(0.4 \text{ GHz})^2$ , 標準偏差 $1.5 \text{ dB}/(0.4 \text{ GHz})^2$ ) になっており、これらの<sup>(55)</sup>符号誤り率特性への影響は5章で論じるように、表4.15に示す歪配分設計以内の値であった。

波形伝送特性の、もう一つの評価法として、アイ・パターン (eye pattern) の観測がある。これは、送受信間の波形伝送特性の影響のほかに変調部の変調特性、復調部の復調特性、ならびに受信部で加わる熱雑音の影響を受ける。復調されたベースバンド波形のアイパターン観測は、個々の要因を抽出して評価する方法ではなく、総合的な評価となる。また定量的な評価は困難であるが、直観的であるので重要なひとつの評価法である。熱雑音の影響については、幸

いこの現場試験回線においては、周波数により線路減衰量が異なり、特にA09チャンネル（搬送周波数5.028GHz）においては、水戸→向山間15kmの場合であっても中継利得に対し区間損失が約11dB少ない値である。したがってC/N値として27.8dB以上確保することができ、熱雑音の影響が少ない（アイオープニングに対し、4%のじょう乱）観測が可能であった。図4.53に、観測されたアイ・パターンの一例を示す。

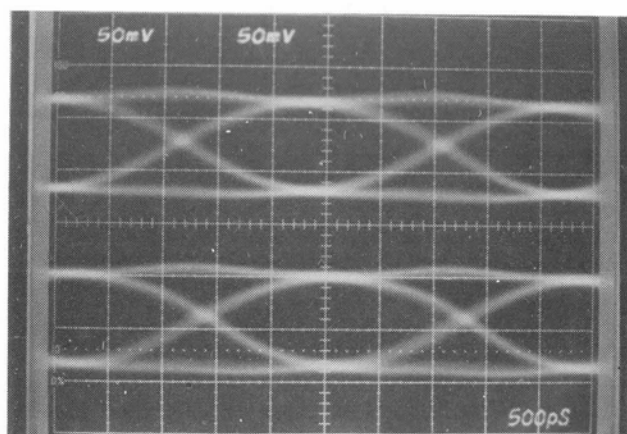


図 4.53 現場試験回線のアイ・パターン特性例

本特性はきわめて良好であり、図4.47の送受信装置対向のアイパターンならびにシミュレーション結果と比べ特に劣化は認められない。定量的な評価は困難であるが、アイオープニングとして約83%と読みとることができ、上述の熱雑音-27.8dBの効果を除くと、アイオープニングとして約87%となるから、誤り率特性上の劣化として理論限界からの劣化が約1.2dB以下（誤り率 $10^{-9}$ におけるC/N値として約16.9dB）と予測される。実際、次に述べるように符号誤り率特性測定の結果は16.7dBであり、送受対向の室温でのデータ（図4.49(a)）16.7dBからの劣化はほとんどなく、このチャンネル（A09）については、導波管線路、分波装置の特性が表4.9の歪配分を十分満足していることが確認された。また、同期検波方式変復調特性が導波管線路を接続した場合にも特に大きな影響は受けず、良好に動作することを確認することができた。

#### (d) 符号誤り率の測定

##### (1) 測定法

符号誤り率の測定法は、いろいろな方法が考えられるが、<sup>(13)</sup> 本現場試験回線では両端局に各実装チャンネルごとの符号変換を有しており、かつこれにパリティチェック機能をもたせて常時符号誤り率特性を監視できることになっているのでこれを用いて、符号誤り率の測定を行なうこととした。また、この場合の符号誤り率の測定精度は実際の符号誤りとよく一致すること

(54)  
が確認されている。

このような測定方法を用いる時には、被測定スパンと縦続に接続している他のスパンの符号誤りの影響を受けないようにすることが必要である。水戸→向山区間、向山→茨城通研区間の双方ともD06チャネルを除き、線路減衰量が中継利得に比し少ないので、ミリ波帯の可変減衰器を余分に挿入しているが、この可変減衰器の挿入損失を減らすことにより、測定しないスパンのC/Nを充分大きくとり、符号誤りが非常に少ない(Error Free)状態にして被測定スパンの符号誤り率特性測定を行なった。

#### (ロ) 信号源

符号誤り率の測定に使用する信号源としては種々のものが考えられる。

ここでは、W-40G方式で実際に取り扱いと考えられる信号源に重点を置いて検討することとし、100Mb/sのパルス列を8チャネル多重化して2系列の400Mb/sのパルス列が得られる800Mb/s多重変換装置(以下800MPXと略す)と、符号誤り率測定の基準信号源として用いる意味で、400Mb/sの15段擬似ランダムパルス発生器(以下PNGと略す)の2つを使用した。

なお、PNGは出力を2分岐し、一方を第1チャネル信号とし、もう一方の分岐は3ビットの遅延を与えた後第2チャネルの信号とした。

#### (ハ) 区間符号誤り率特性

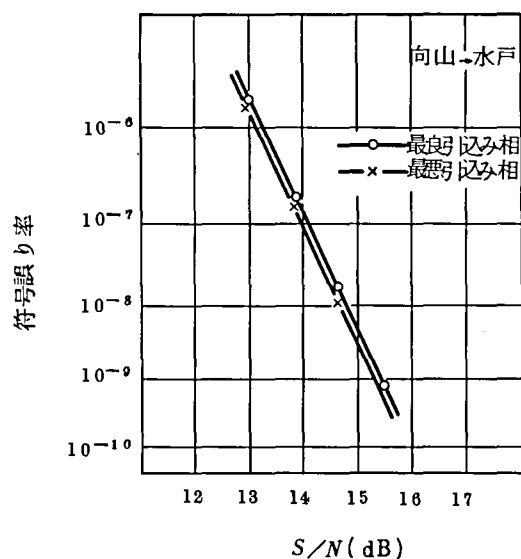
各区間(スパン)の符号誤り率特性は回線の最も基本的な特性の1つとして重要である。ここでは(b)(イ)で述べたような方法に従いS/Nに対する区間符号誤り率を測定した。

測定結果の例として実装チャネルのうち最も周波数の低いA<sub>09</sub>(向山→水戸間)、中間の周波数帯のC<sub>01</sub>(水戸→向山間)、最も高い周波数のD<sub>06</sub>(向山→茨城間)の特性を図4.54の(a)(b)(c)にそれぞれ示す。

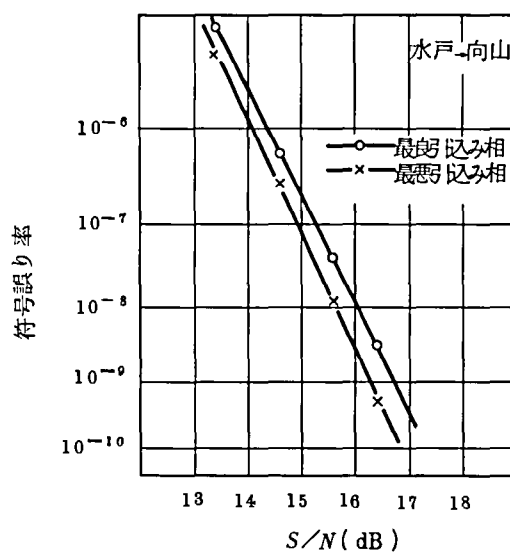
(b)で述べたように引込み位相によって符号誤り率にばらつきが生ずるが、ここでは簡単のために最良の符号誤り率を与える引込み位相の場合と、最悪の場合の2つを記すにとどめた。

同図に示した場合の誤り率 $10^{-9}$ を得るに要するS/N値(C/N値)は、A<sub>09</sub>で15.4dB(16.7dB)、C<sub>01</sub>で16.7dB(18.0dB)、D<sub>06</sub>で17.7dB(19.0dB)であり、いずれも常温での区間符号誤り率C/N設計値19.3dB、0~40℃全温度範囲で21dB(表4.15)の値を十分満足するものである。このことは、(c)で述べたアイパターン特性とともに高速4相PSKミリ波中継装置が導波管線路リップル特性(特に遅延特性)に大きな影響を受けず導波管線路とともに用いた場合でも設計通りの動作特性が得られていること、一次遅延等化が設計

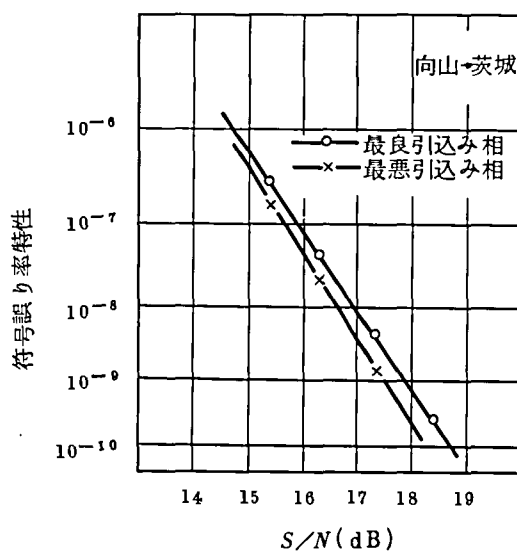
目標値以内に十分良く等化されていること、そのほか回線全体の設計が妥当なものであることを示すものである。



(a) A09 チャンネルの符号誤り率特性



(b) C01 チャンネルの符号誤り率特性



(c) D06 チャンネルの符号誤り率特性

図 4.54 区間符号誤り率特性の例

図 4.55 には各区間で符号誤り率  $10^{-9}$  を得るために必要な  $C/N$  値を全区間、全実装チャネルについてまとめたものを示す。但し、ここでは 4 つの引込み位相をすべて別個のサンプル値とみなしている。この図でも明らかなように、最悪値で 19.6 dB、平均値 17.7 dB であり全チャネル区間について、表 4.15 で示した設計目標  $C/N$  値 21 dB 以下を十分満足するものである。なお、本ヒストグラムのばらつきや分布の幅についても理論値との非常に良い一

致を得たが、これについては次章で詳しく論じることとする。

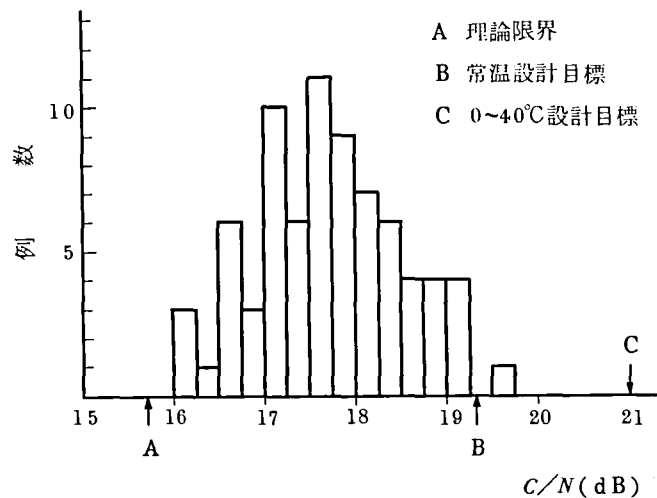


図 4.5 5 区間符号誤り率  $10^{-9}$  を与える  $C/N$  値のヒストグラム

(e) 10 中継の符号誤り率特性

現場試験回線では表 1 に示したように上り 2 チャンネル，下り 4 チャンネルが実装され， 2 hop で構成されている。従って，符号変換装置を経由せずに折返すことにより，最大 10 中継の回線特性試験が可能である。以下に 10 中継の符号誤り率特性について測定した結果を述べる。

10 中継の回線構成を図 4.5 6 に示す。最終中継区間（ $A_{00}$  チャンネル，向山－水戸）以外の各区間では，符号誤りがほとんど生じない状態（error free）に  $S/N$  を固定し，最終中継区間で  $S/N$  を変化させて  $S/N$  対符号誤り率特性を測定した。

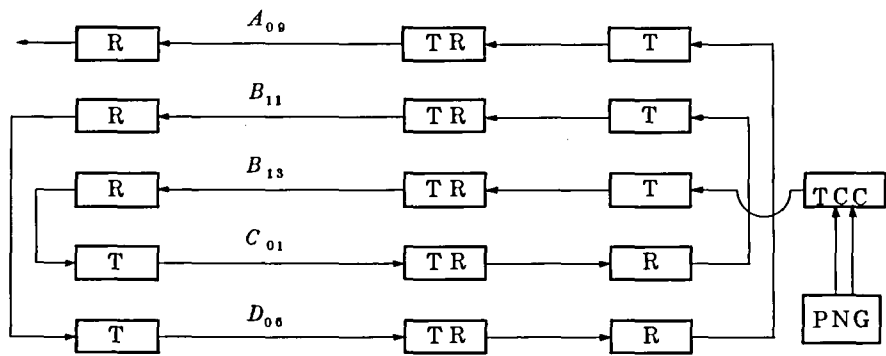


図 4.5 6 中継回線構成

測定結果を図 4.5 7 に示す。図には  $A_{00}$  チャンネルの 2 中継の特性も併せて示す。

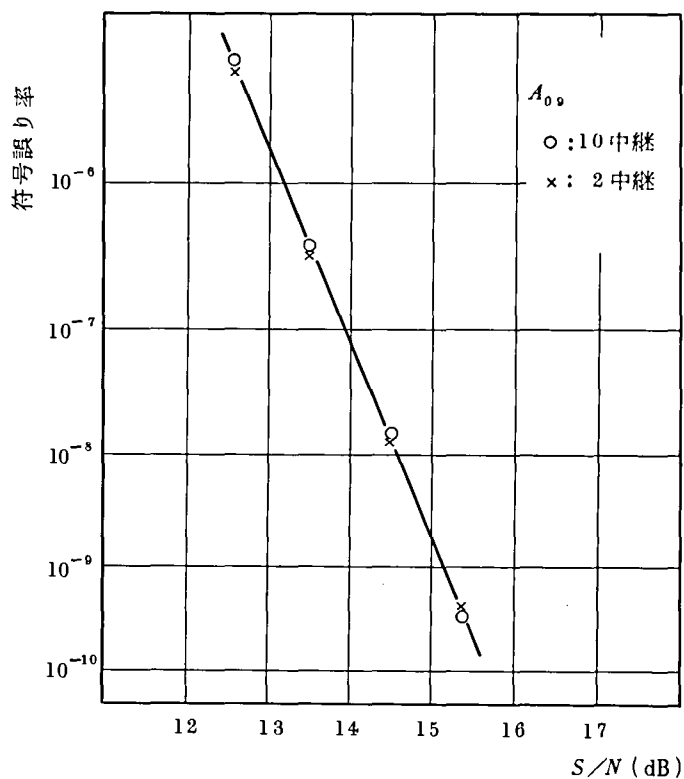


図 4.5.7 10 中継回線の符号誤り率特性

測定結果によれば、10 中継でも 2 中継に比較して特性の劣化は見られない。図 4.5.8 に 10 中継で回線の符号誤り率を連続して測定した結果を示す。

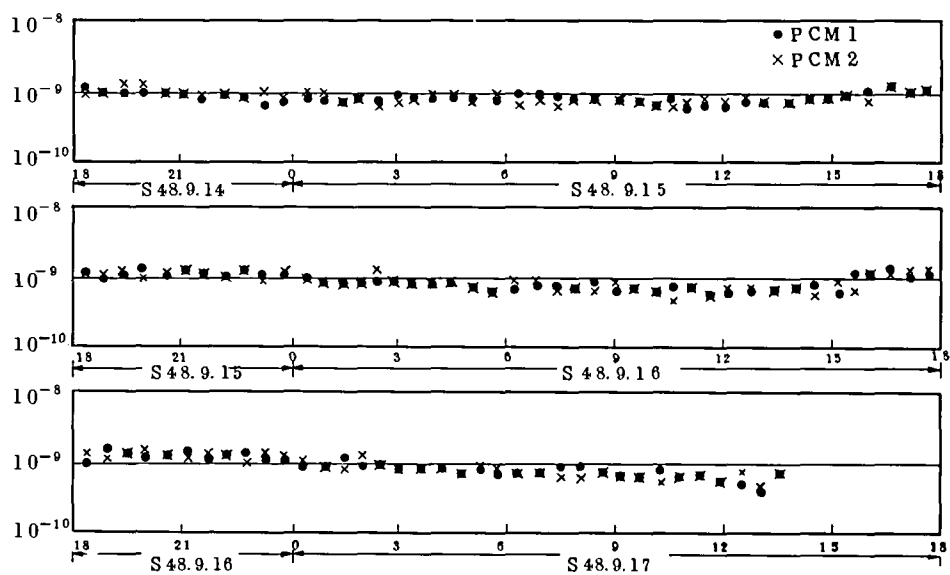


図 4.5.8 10 中継回線の連続運転試験

この図から 10 台の中継装置が、温度の日変化に対しても十分安定に動作していることがわか

る。2中継の場合と10中継の場合の特性上の相違は後者の場合タイミングジッタが累積し、耐雑音特性が弱められることが考えられる。しかし、以上の結果から明らかなようにこの影響はほとんどなく、多中継であっても再生中継動作は十分良好であることを確認した。別の測定では、誤り率特性に影響を与えるアラインメントジッタの量は10中継で約 $3^\circ$  (r.m.s. 値) であり、<sup>(55)</sup> 次章で詳しく論じるようにこれによる符号誤り率特性の劣化は無視し得るほど小さいものである。本実験では実地にこれを確認することができた。

#### (f) 信号源を変えたときの符号誤り率特性<sup>(4)</sup>

本方式が基幹回線として運用される場合、800MPXの入力8チャンネルはテレビ信号、電話番号、データ信号等種々の100Mb/s デジタル信号であると考えられる。

また、800MPXの入力は常時信号が負荷されているとは限らず、空き状態のチャンネルが存在することもあり得る。

デジタル中継伝送路において無信号時に問題となるのはパルス信号がない、あるいはマーク率が低いためにタイミング波情報が抽出できなくなる場合があるという点である。これに対処する一方法として4.3節では $\pi/4$ シフト方式を提案したが、W-40G方式では端局、監視切換局におかれる符号変換装置でスクランブルをかけるという方法がとられている。<sup>(1)</sup> この実験では、このスクランブルの効果ならびに異なった種類の信号源に対し同期検波復調部や導波管線路を含む中継伝送路が特異な動作を示さないかどうかについて検討する。<sup>(4)</sup>

信号源には、800MPXの実装チャンネル数を順次増加していく方法を用いた。100Mb/sの信号には、カラーバー信号(CB)、15段PN符号および実際的な信号源として放送波を受信してPCN符号に変換したテレビ信号(TV)を用いた。

試験は、800MPXの8つの100Mb/sのチャンネルのうち1つだけカラーバー信号あるいはテレビ信号を負荷した状態から順次PN符号(15段、マーク率 $1/2$ )を1つずつ実装していった。測定結果を図4.59に示す。

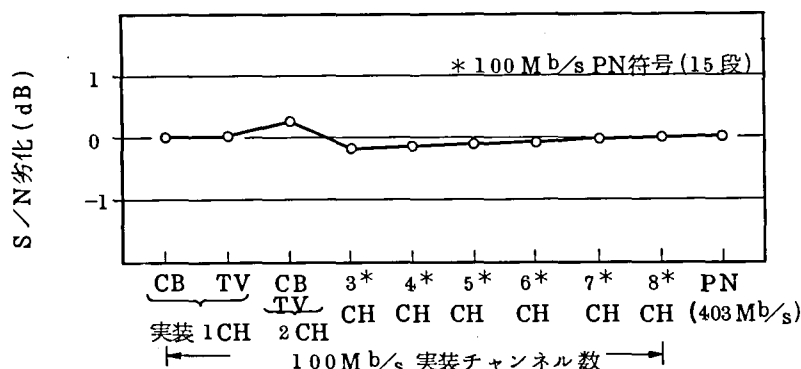


図 4.59 信号源による符号誤り率の変化



図中実装1CHは、カラーバー信号のみを実装した場合、またはテレビ信号のみを実装した場合を意味する。

また、実装2CHは、カラーバー信号とテレビ信号の2つを実装した場合である。403Mb/sのPN符号(マーク率 $1/2$ )を送信信号とした時の符号誤り率を基準とした場合、符号誤り率の変動はC/N換算で0.2dB以下となり測定誤差範囲程度である。

このことから、本中継伝送路においてスクランブル効果が十分であること、また本ミリ波中継装置を含む中継伝送路はテレビ信号などの実際的な情報を高品質に伝送できることを確認した。

#### (g) フォルトロケーションパターン伝送時の符号誤り率特性

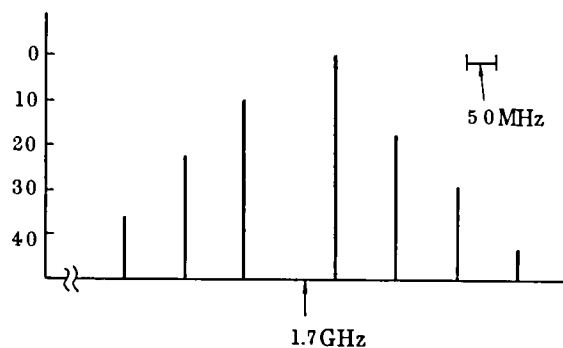
本方式では、無人の中間中継所を想定しているので、回線に障害が生じたときは、端局から特定の試験パターン(フォルトロケーションパターン)を送出して障害中継装置の標定を行なう。試験パターンとして4.4.3項で若干ふれたように4相位相変調信号の特徴をつかい、送り側に特別なパターン発生器を要しない簡易で経済的な方法を提案した。<sup>(4)(41)(51)</sup>

すなわち、符号変換装置のPCM1入力を"1"連続信号、PCM2入力を"0"連続信号とし、スクランブル機能を停止することにより送出できる。

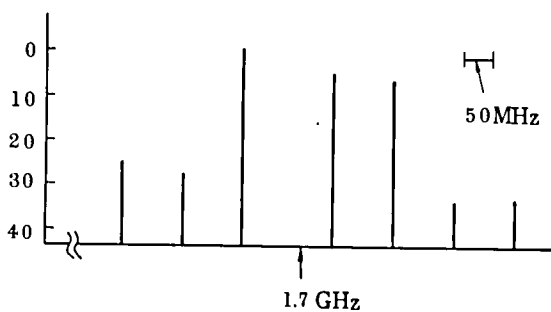
符号変換装置送信論理回路の初期値により表4.16に示すような2種類の8ビット周期のパターンが得られる。このパターンによって4相位相変調された信号は、図4.60に示すように数本の線スペクトラムとなる。

表 4.16 試験パターン

#1	CH1...00001111... CH2...00111100...
#2	CH1...01011011... CH2...01101001...



(a) #1のパターン



(b) #2のパターン

図 4.60 試験パターンで4相位相変調された信号のスペクトラム

したがって本パターン伝送時には、導波管線路の細かなリップル歪により誤り率特性にはばらつきが生じる恐れがある。

今、遅延時間特性が周波数特性上振幅  $A$  ( nsec ), 周期  $f_p$  の正弦波状のうねりをもち、これによるエコーの大きさが  $\rho_\beta$  となる伝送系を考える。

この系の位相特性  $\theta(f)$ , 振幅特性  $a(f)$  は次の式で表わせる。

$$\theta(f) = A f_p \sin \left( 2\pi \cdot \frac{f-f_0}{f_p} \right) + C \quad (4.42)$$

$$a(f) = 1 + A f_p \cos \left( 2\pi \cdot \frac{f-f_0}{f_p} \right) \quad (4.43)$$

$$\rho_\beta = \frac{1}{2} A f_p \quad (4.44)$$

$f_0$  : 搬送周波数

現場試験回線の波形伝送特性の測定例では、 $A = 6$  nsec,  $\rho_\beta = -33$  dB である。

これらの数値を用いると振幅特性リップルは  $\pm 0.0448$ , 位相特性リップルは  $\pm 2.56$  度となる。

このような位相・振幅リップルをもち、 $BT=1.2$  のガウス帯域制限 (W-40 G方式の帯域とほぼ等価) をもつ系に、本試験パターンを伝送することを考える。

パターンをフーリエ級数展開して応答波形を求めると、リップル歪のない場合に比べて #1 のパターンでは  $10^{-8} \sim 5 \times 10^{-5}$ , #2 のパターンでは  $10^{-8} \sim 10^{-5}$  程度の誤り率特性のばらつきが予想される。

PNパターンの場合には、リップル歪は熱雑音と等価と考えられるが、試験パターンのような離散的スペクトラムの場合は、リップル歪により同期検波用基準位相搬送波の固定的な位相変動ならびに波形歪を受け特定のビットが特に影響を受けるためと考えられる。

図 4.6 1 は、中継装置の受信ミリ波電力を減衰させて回線に擬似障害を起こし、フォルトロケーションパターン伝送によって警報信号が送出された時のランダムパルスに対する回線の符号誤り率 (15 段 PN 信号伝送時) を各チャンネル、各区間で測定した結果の総合特性を示す。同図のように、誤り率が  $3 \times 10^{-5}$  以上の時、障害中継装置標定が可能であることを確認した。なお、フォルトロケーションパターンに対する警報信号は誤り率  $10^{-7}$  のレベルで送出されるように設計している。誤り率特性にはばらつきが観測されたが、これは上述

の理論的な予測とほぼ一致する。

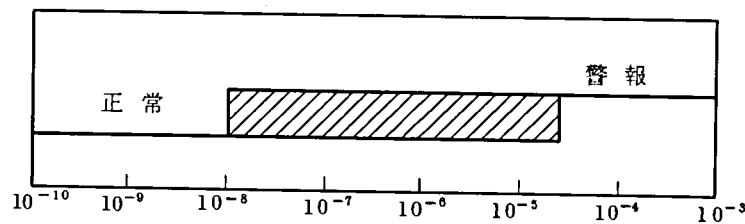


図 4.61 フォルトロケーションパターンにより警報信号  
が送出されるとき信号パルス(ランダムパ  
ルス)に対する符号誤り率

本方式は、試験パルスの発生、ならびに各中継装置にそなえられた誤りパルス検出回路の回路構成がきわめて簡単なものであり、経済化をはかった点で特長がある。<sup>(41)</sup>しかし、短い周期の定パターンであり、伝送スペクトラムも数少ない輝線スペクトルで構成されているため、特に導波管線路のもつリップル特性の影響を受けやすく、誤り率標定の精度に幅をもつという点で一層の改善が望まれた。そこで、W-40G方式の最終設計では若干のハードウェアの追加により、ランダム信号にきわめて近い試験パルスを用いて障害中継装置を標定できる技術が確立され、<sup>(56)</sup>評定誤差一桁以内という特性が確認されている。

#### 4.4.5 考 察

以上、試作の中継装置が現場試験回線においても設計通りの動作を行なっていることを確認し、本方式が大容量長距離デジタル伝送路として高品質の伝送特性をもつことが確認された。ここに、800 Mb/s という超高速の4相PSK同期検波方式中継装置設計技術を確認することができた。

また、同期検波方式復調による800 Mb/s 4相PSKという高速パルス伝送を導波管線路を通して行なう場合の特性について、符号誤り率測定、アイパターン測定から良好であることを明らかにすることができ、表4.15の設計目標値が十分満足されていることを確認した。なお、本現場試験測定結果の分析は次章で詳しく論じる。

#### 4.5 第4章のまとめ

第2章、第3章で明らかにしてきた高速変復調技術を適用して、本章では導波管線路を用いた超高速デジタル信号伝送につき、理論的実験的に論じた。特に、ここでは、世界最初の実用化方式であるW-40G方式のための800Mb/s 4相PSKミリ波中継装置設計技術確立、ならびにミリ波高速デジタル再生中継伝送技術の確立を最終目標におき検討を進めた。

はじめに、導波管伝送における超高速デジタル信号伝送の基本となるASK方式の伝送特性を検討し、次に遅延検波復調4相PSK伝送に進み、これらの技術を基礎に最終目標である同期検波復調4相PSK伝送技術を明らかにした。

ASK伝送においては、3.2節の検波識別回路を心臓部にもつ225Mb/s ASK再生中継装置を分波装置、8.4Km導波管線路を含む総合中継実験系に適用し、高速ASK信号伝送特性を実地に確認した。225Mb/s という高速デジタル伝送にかかわらず、新しく導入した精度の高い近似式による理論値と実験値とは非常に良く一致し、実験系総合の劣化は0.2～0.5dBという良好なものであることを明らかにした。この場合導波管線路としては8.4Kmという比較的短いものであり、コーナー導波管を用いる屈曲点が少ない事情もあるが、導波管線路がさらに高速多値信号伝送の可能性をもつことがはじめて理論的・実験的に明らかになった。

そこで、次に2.4、3.3、3.4節で明らかにしたようにクロック周波数を約2倍とし、4値の伝送ができる4相PSK変復調回路を実現し、これを適用した800Mb/s 遅延検波復調4相PSKミリ波中継装置を、8.4Km導波管線路、分波装置とともに用いて総合中継実験を行った。その結果誤り率 $10^{-9}$ を得るに必要なC/N値として目標25dBに対し、23.2dBというこれを十分満足する値が得られ、800Mb/s という高速伝送であっても設計通りの動作が得られることを確認した。なお、ここでは、遅延検波復調に適し、安定なタイミング波情報伝送を行ない得るという特徴のある $\pi/4$ シフト4相PSK変調方式について、従来高速では実現が困難とされている点を新変調方式を案出することにより克服した。すなわち、新しく階段変調方式を提案し、800Mb/s という高速であっても、設計通りの動作が得られることを確認した。

さて、この遅延検波方式総合中継実験における符号誤り率特性では $10^{-9}$ を得るに必要なC/N値として23.2dB、帯域制限のみを考慮した理論値からの劣化はチャンネル間干渉のある場合4.2dB、無い場合2.8dBという結果であったが、これは超高速デジタル伝送における同期検波復調の技術、チャンネル間干渉抑圧の波形伝送系設計の技術が確立されれば、さ

らに改善される可能性があることを示すものであった。

そこで、 $800\text{ Mb/s}$  という高速に対し新たに確立した3.4.4項の4相PSK同期検波復調技術、ならびに、幅変動抑圧等の面で高性能化した2.5節の変調回路を適用し、実用機として具備すべき諸条件を考慮した、最終目標であるW-40G方式用同期検波復調ミリ波中継装置を設計・試作した。また、波形伝送特性としては別に検討された近似零交叉形波形伝送系設計技術が確立され用いられた。<sup>(42)</sup> 試作中継装置、分波装置、22.7kmの導波管線路による総合現場試験において、中継装置は設計目標を満足する動作特性を示し、同期検波方式中継伝送路伝送特性を明らかにすることができた。本現場試験の結果では誤り率 $10^{-9}$ を得るC/N値として目標値21dBに対し、平均値17.7dB（最悪値17.6dB）、帯域制限の影響のみを考慮した理論値からの劣化は約2dBという結果が得られ、所期の目的が達成されていることを確認した。

ここに、導波管による超高速デジタル伝送用中継装置の設計技術を確認し、また、再生中継伝送特性を理論的・実験的に明らかにすることができた。

## 第5章 ミリ波導波管伝送方式歪配分設計手法の確立

### 5.1 序

前章までに、振幅変調 (ASK)、遅延検波方式4相PSKならびに同期検波方式4相PSKについて、その変復調回路、中継装置の設計法と試作装置の性能に関して述べ、分波装置、導波管線路を含めた総合中継実験ならびに現場試験において設計目標通りの動作特性が得られたことを明らかにするとともに、符号誤り率特性の理論値と実験結果が非常に良い一致を示すことを述べた。

一般に、中継伝送路では熱雑音の他に符号誤り率に影響を与える要因は数多く存在している。このため再生中継系を設計し、回線を構成するにあたってはこれら多くの劣化要因と符号誤りとの関係を把握する必要がある。個々の中継装置、個々の中継区間、個々の周波数のチャンネルはそれぞれ異なった歪特性を持っているので、それらに対し一回一回厳密な誤り率特性を与える理論式に立帰って計算し、評価することは実際の回線設計や、実現結果の評価には適当ではない。

本章では各種劣化要因が符号誤り率特性にどのように寄与するかということについて解析を行なうとともに、簡便でしかも物理的な意味を失わない導波管ディジタル伝送方式に対する歪配分設計法について検討し、新しい歪配分手法の提案を試みるものである。<sup>(1)(2)</sup>

歪配分設計に関しては、マイクロ波ディジタル回線、準ミリ波ディジタル回線において行なわれている例がある。<sup>(3)(4)</sup> これらと導波管方式との主要な相違は

(i) フェージング等の現象がないので大きなフェージングマージンは必要ではない。伝送路途中の損失の時間変動はほとんど皆無であるから、中継装置のもつ中継利得を目いっぱい利用した、合理的かつ安全な、歪配分設計を行なう必要がある。

(ii) 導波管伝送の場合、モード変換、再変換現象により伝送路振幅、遅延周波数特性上に細かなリプルが生じ、このような伝送媒体に高速パルスの伝送を行なうと、熱雑音と等価と考えられる歪雑音が存在することとなる。このことは、適切な歪配分設計を行なわないと、所定の符号誤り率特性を得るのに、過大なC/Nを要することとなり、場合によっては熱雑音に割ふ分がなくなる ( $C/N = \infty$ ) 事態も起りかねない。

おもに、以上の2つの点から、空間伝送方式に対して行なわれている歪配分設計法をそのま

ま導波管伝送方式に適用することは出来ない。

また、従来は、多数の劣化要因が存在している場合にそれらを含めた総合的な誤り率特性について実測値に出来るだけ近い値を得る推定法の検討が主体であったが、<sup>(4)</sup>実際には各装置、各チャンネルにおいて、個々の歪要因をすべて正確に把握することは多くの手間を要することとなり、仮に詳しく判っていても総合動作については、ある範囲でバラつきを示すのが通常である。本論文では、個々のチャンネル、個々の装置がもつ異なった値の歪要因に対し、正確な総合動作を推定するというよりも、各歪要因がある値の範囲内に入っていることが確認できた場合、総合動作として、各チャンネル、各スパンの伝送特性がどのような分布を示し、どのような値の範囲に入っているかを求めようとするものである。<sup>(2)</sup>この考え方に立てば、歪要因の範囲をある限られたものにしばった場合に得られる分布（例えば変復調部対向）と、別の劣化要因の群に対して得られる分布（例えば高周波部一分波装置—導波管線路）とが別個に求められた場合、これらを総合した場合の分布は、2つの分布を加えあわせる法則さえ分れば容易に求められるので、個別設計、総合設計ならびに試験が合理的に進められることとなる。本章では、上述の分布を求めるとともに、総合動作分布を求めるに必要なこれら各分布の結合則を見出すことをその目的としている。

5.2 節では、種々の劣化要因が多数あった場合に、簡便で且つ物理的な意味を失なわない誤り率特性の推定法について遅延検波方式ならびに同期検波方式4相P S K導波管中継伝送路を対称に論じ、第5.3 節では、上述の分布、ならびに分布の結合則について論じて、新しい歪配分設計手法を得ることを最終目標とする。

なお、導波管伝送方式に対する総合的な歪配分設計法について論じられた例はこれまでにない。上述の分布については検討例があるが、<sup>(5)</sup>これは、とりこまれている劣化要因の種類が少なく、正しく総合特性をあらわしているとは考えられない。また、この例では実現結果との対比については論じられていない。

## 5.2 多数の劣化要因がある場合の総合特性推定法

導波管中継伝送路においては、主要な劣化要因として図 5.1 に示すようなものが考えられる。

これら劣化要因のほか、伝送するパルス列のパターンの効果を含め、誤り率に影響を与える要因は任意の瞬時瞬時にさまざまな値をとっていると考えられる。また熱雑音による振幅の乱れはこれらと独立な確率過程とすると、厳密な平均誤り率は

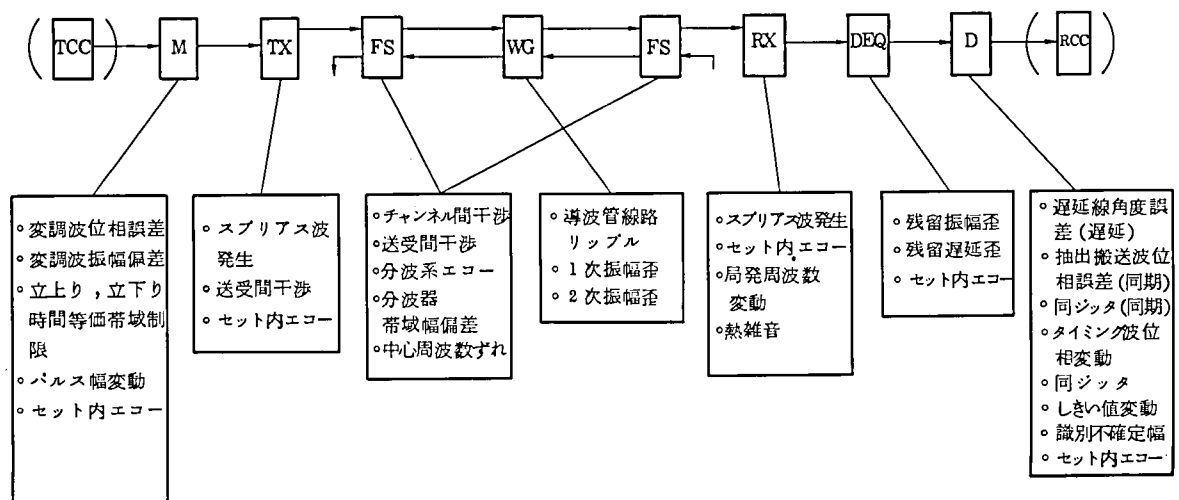


図 5.1 導波管伝送方式の構成と歪の発生

略号	TCC	; 送信符号変換装置
	M	; 変調盤
	TX	; 送信盤
	FS	; 分波装置
	WG	; 導波管線路
	RX	; 受信盤
	DEQ	; 遅延等化盤
	D	; 復調盤
	RCC	; 受信符号変換装置

$$\Pi_e = \int_{-\infty}^{\infty} p(x) P_e(x) dx \quad (5.1)$$

$x$  ; 識別時点でのレベル (雑音振幅の標準偏差で正規化)

$p(x)$  ; レベル  $x$  の生起する確率密度

$P_e(x)$  ; レベル  $x$  のときの平均誤り率

と表わされる。

ここで  $P_e(x)$  は、遅延検波方式に対しては第 4.3.3 項に示した式 (4.28) (但し  $x = (C_1 C_2 + S_1 S_2) / \sigma^2$ )、同期検波方式では第 4.4.1 項で述べた式 (4.34) ( $x = \frac{d}{\sigma}$ ) がこれに相当する。

すなわち、多数の劣化要因が存在したときの識別時点における振幅分布の確率密度  $p(x)$  を求めることにより厳密な長時間平均の誤り率が知れる。しかし振幅分布  $p(x)$  は、各要因の分布と、その影響のメカニズムを考慮しつつ、たまたみに類似する操作をくり返した結果として得られるが、大変煩雑なものであろう。

劣化要因の個々のものについて、式 5.1 に立ち戻って計算するのは大変煩雑なものとなるからここではある程度劣化要因の物理的な意味を考えながら、簡単な総合特性推定の方法を確立しようとするものである。



### 5.2.1 簡易な推定値計算法

図5.1に示す各種歪要因のうち、(1)振幅歪，遅延歪，内部エコー，スプリアス波などの要因，(2)パルス幅変動，帯域制限などによる符号間干渉，(3)しきい値変動，タイミング時点変動，角度誤差など実効的にアイオープニングを劣化させている要因，(4)導波管線路のこまかなリップルに相当する歪，(5)熱雑音，の大きな5つの要因にわけろ。各要因がある値を固定的に取ったと仮定しても，伝送されるパルスパターンによって誤り率の値が異なるので，パターンによる相違を最後に補正し，平均誤り率特性を求めろという手法をとることとする。

個々の要因について，さらにもう少し詳しく検討する。

(1)については，先に4.3.5で各要因によるエコーあるいは不要波を電圧加算（振幅加算）するよりも電力加算（r.m.s.和）する方が実際によく合うことを実験的に確かめてる。また，これを熱雑音と等価であるという考え方に立って，熱雑音と電力加算して等価的に雑音が増大したと見なす考え方もある。しかし，熱雑音等価と見なせるためには個々の要因で生じる不要波の和が振幅分布として非常に大きな値から小さな値まで生起確立はわずかであっても無限の広がりを持っているという性質が必要である。しかし，中継装置内部，分波装置内部，局発等から発生することが考えられるエコーあるいは不要波は数がそれほど多いものでなくその振幅分布は有限な値の範囲にとどまっているものと考えられるので，各要因による歪の影響を不要波の電力加算で得られるひとつのエコーに代表させるという考え方をとった。そして，この代表されたエコー（ $\rho_{TE}$ ）は信号と直角方向に配置し，信号点間に保たなければならない角度が小さくなった（せばまった）と考えることにする。これは最悪ケース評価に近いものとなるろ。すなわち，中継装置，分波装置内エコーを $\rho_E$ ，チャンネル間，送受間干渉を $\rho_{CXT}$ ，スプリアス波を $\rho_{SP}$ とすると

$$\rho_{TE} = \sqrt{\rho_E^2 + \rho_{CXT}^2 + \rho_{SP}^2} \quad (5.2)$$

装置内エコーは実測された振幅・遅延特性から標準設計値をさし引いた残留特性より求めることができる。比較的ゆるやかな変化（例えば一次傾斜成分，二次曲線成分）に対しては後に述べる符号間干渉としてあつかう方がより物理的な理にかなっていると考えられるが，ここでは簡易な誤り率特性推定法を得るという目的から残留特性の形にかかわらずエコー量として算定することとした。すなわち，いわゆる周波数特性歪に起因する波形応答についてはエコーと考える処理することとしている。

(2)符号間干渉：伝送系では帯域制限を与え，チャンネル間干渉の逓減，雑音の逓減をはかっ

ている。特に4章で述べた遅延検波方式の場合には $BT=1$ のガウス形帯域制限を設計標準としているので、前後のタイムスロットより符号間干渉を生じる。

また、送信パルスにパルス幅変動があると2.2.2項に述べたように符号間干渉を増大させることとなる。この符号間干渉増大については、増加量を時間軸上で定量的に評価することができる。しかし、特に遅延検波復調においては位相検波器に加えられる2つの入力パルスのそれぞれが幅変動をもっており、パルスパターンの種々の組合せを考えると、ひとつの符号間干渉として代表させることがむずかしく複雑化するおそれがある。ここでは、簡便な評価方法を得る目的で、幅変動がある場合には等価的に伝送帯域幅がせまくなったと置き換えてみた。この結果、幅変動の符号誤り率特性への影響について厳密な計算機解析を行なった結果と、等価的な帯域幅変化でおきかえた場合と比較したところ図5.2に示すように $BT=0.8 \sim 1.1$ では良い一致が得られた。

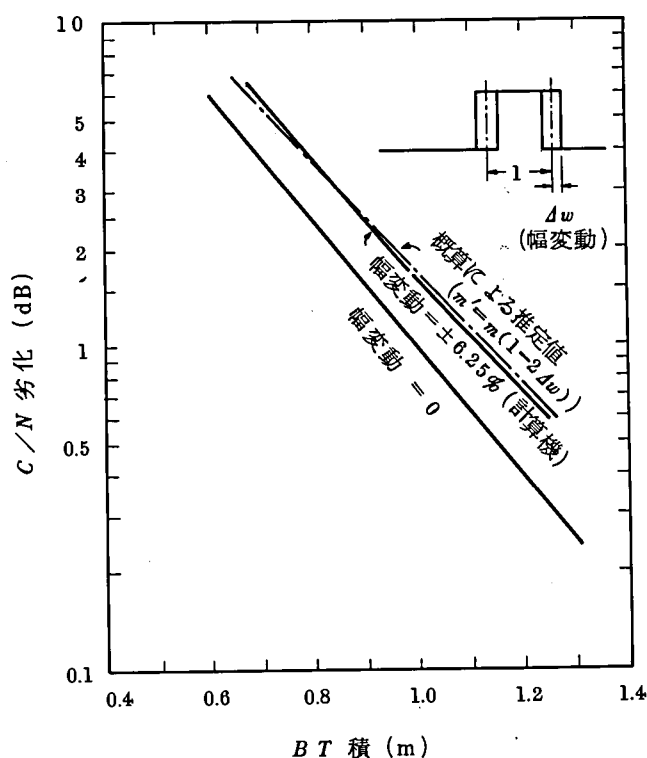


図 5.2  $BT$ 積と $C/N$ 劣化の関係ならびに幅変動の影響と等価  
 $BT$ 積 $m'$ で計算した場合の比較  
( $\pi/4$  シフト 4 相遅延検波方式)

すなわち、幅変動がある場合の符号間干渉量は

$$\rho_{\text{TXTO}} = f(m') \quad (5.8)$$

$$m' = m \cdot (1 - 2\Delta w)$$

で与えられる。

但し、 $\Delta w$  ; 幅変動 ( $\pm \Delta w$ )

$f(m)$  ;  $BT$  積 ( $BT = m$ ) より符号間干渉量 (片側  $\rho_{\text{TXTO}}$ )

を求める函数であり、ガウス形帯域制限の場合は次式で与えられる：

$$\left. \begin{aligned} f(m) &\cong \Phi(-1.887m) \\ \Phi(x) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{\xi^2}{2}} d\xi \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

$\rho_{\text{TXTO}}$  の値を図 5.3 に示す。

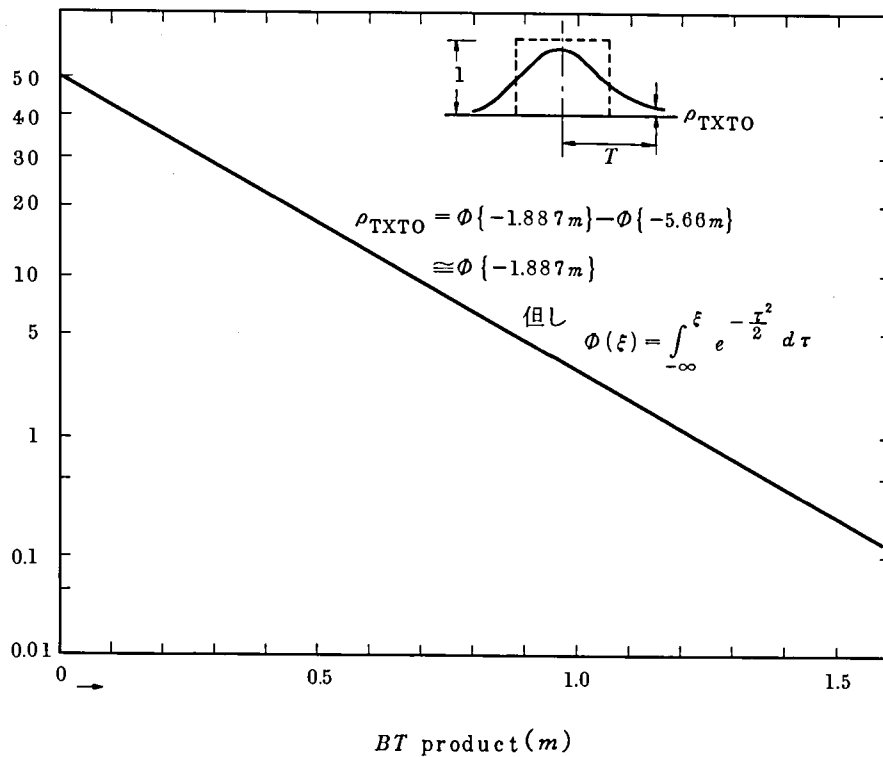


図 5.3  $BT$  積と符号間干渉の関係

$\pi/4$  シフト方式においては考えているタイムスロットのパルスは  $\pi/4$  の奇数倍の位相関係と  
なっているので、図 5.4 に示すように両側から受ける最悪の符号間干渉の和は

$$\rho_{\text{TXT}} = \sqrt{2} \rho_{\text{TXTO}} \quad (5.5)$$

となる。

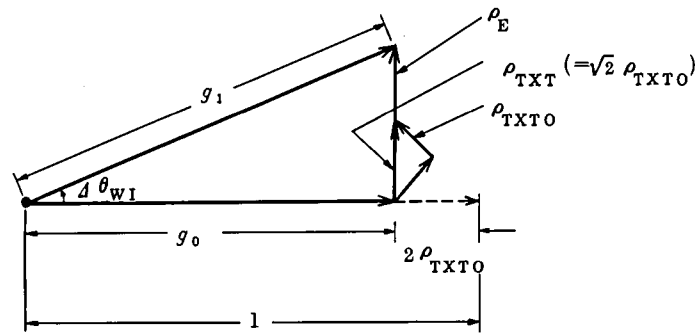


図 5.4 符号間干渉ならびにエコーがある場合の  
受信パルスベクトル表示

(ハ)角度誤差，識別不確定・しきい値変動，タイミング時点変動，角度誤差は変調部における変調角度誤差ならびに復調部での遅延線で生じる角度誤差などがある。後者は 3.4 でも述べたようにミリ波搬送波の周波数変動や遅延線の温度変動などによって生じる。図 5.4 に示したように，エコーならびに符号間干渉によって識別すべき 2 つのパルス（1 ビット遅延したパルスと当該パルス）の角度差が縮まったが，さらに変調部，復調部に角度誤差があればこれが一層縮められることとなる。

また，識別器には，特に高速領域において第 3 章でいくつかの例について述べてきたように，ある有限の幅の識別不確定な領域がある。これは図 5.5 に示すように識別レベル自身の温度変動などとともに，“1”，“0” 判定のしきい値をおし上げる結果となる。

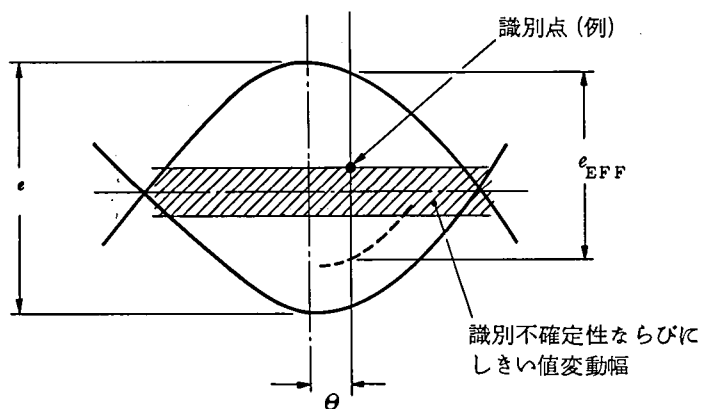


図 5.5 eye opening ならびに実効 eye opening  
( $e_{EFF}$ ) の関係 ( $\theta$ : タイミング時点変偏)

また，タイミング時点が同図にあるように中心から  $\theta$  ずれたとすると，アイ・オープニングが

減少したものと等価になる。アイ・パターンの観測では、しきい値変動、タイミング時点変動による等価的なアイ・オブニング減少は目で見えるものではないが、実効的にはアイ・オブニングを小さくしたと等価になるので図 5.5 に示すような実効アイ・オブニング  $e_{EFF}$  を以下に示す手順で求める。すなわち、

①  $\rho_{TE}$  と  $\rho_{TXT}$  の電圧和により、歪角ならびに、振幅値 ( $g_1$ ) を次のように定義する。

(図 5.4)

$$\Delta \theta_{WI} = \tan^{-1} \frac{\rho_{TE} + \rho_{TXT}}{g_0} \quad (5.6)$$

$$g_1 = g_0 / \cos \Delta \theta_{WI} \quad (5.7)$$

但し、 $g_0$  ; 帯域制限  $m'$  の場合の単一パルス応答 ;  $g_0 = 1 - 2 \rho_{TXTO}$

②全歪角を次のように定義しこれを求める (図 5.4)

$$\Delta \theta_T = \Delta \theta_{WI} + \Delta \theta_{DL} + \Delta \theta_{ME} \quad (5.8)$$

但し、 $\Delta \theta_{DL}$  ; 遅延線によって生じた周波数変動ならびに温度変動による角度誤差

$\Delta \theta_{ME}$  ; 変調角度誤差

③検波器出力  $d$  は

$$d = g_1^2 \cdot \sin(45^\circ - 2 \Delta \theta_T) ; \text{遅延検波} \quad (5.9)$$

④eye opening ならびに、実効eye opening は式 (5.9) の  $d$  より

$$\text{eye opening ; } e_0 = d / \sin 45^\circ \quad (5.10)$$

$$\text{実効eye opening ; } e_{EFF} = e_0 \frac{(1 + \cos \theta)}{2} - 2 \Delta e_T \quad (5.11)$$

但し、識別不確定ならびにしきい値変動は  $\pm \Delta e_T$  あるものとする。

ここで、関数  $(1 + \cos \theta) / 2$  はアイ・パターンの形を近似した関数である。

(⇒) 細かな振幅、遅延リップルによる歪雑音、ならびに熱雑音

これまでにも述べてきたように導波管伝送では、振幅・遅延周波数特性上に細からリップル特性が見られる。このような媒体で高速パルス伝送をした場合には熱雑音等価と考えることができることは 4.3.5 で述べた。直線からのゆらぎの分散を  $\sigma_{WG}^2$  として、搬送波信号電力 (C) を 1 としたときの導波管歪雑音  $N_{WG}$  は

$$N_{WG} = \frac{1}{R} (2 \sigma_{WG}^2) \quad (5.12)$$

で与えられる。但し  $R$  は受信パルスの搬送波電力と平均電力の比であり、波形伝送特性の設計によっても異なるが約 1.25 dB<sup>(6)</sup> である。

$N_{WG}$  は熱雑音  $N_{TH}$  に対し電力和として加え、等価的に熱雑音が増加したものと評価する。

さて、式 (5.11) で実効的なアイ・オーブニング  $e_{EFF}$  が求まるが、劣化のない場合のオーブニング ( $e = 1$ ) に対し、どれだけ誤り率特性上に劣化があるかを評価する必要がある。ここではある誤り率 (例えば  $1 \times 10^{-9}$ ) を得るに必要な搬送波電力対雑音電力比 ( $C/N$ ) がどれだけ多く必要になるかを「 $C/N$  劣化 ( $R_E$ )」で定義しこの量で評価することとする。

遅延検波方式では 4.3.3 でも述べたように、雑音を含んだ 1 ビット前の先行信号ベクトル  $R_1 = s_1 + \rho_1 + n_1$  と後続ベクトル  $R_2 = s_2 + \rho_2 + n_2$  との内積で与えられる。すなわち、0 位の検波器 ( $\#2^\circ$  検波器) の出力  $d_0$  は

$$\begin{aligned} d_0 &= R_1 \cdot R_2 \\ &= (s_1 + \rho_1 + n_1) \cdot (s_2 + \rho_2 + n_2) \\ &= (s_1 + \rho_1) \cdot (s_2 + \rho_2) + (s_1 + \rho_1) \cdot n_2 + (s_2 + \rho_2) \cdot n_1 + n_1 \cdot n_2 \end{aligned} \quad (5.13)$$

ここで  $\rho_1, \rho_2$  は劣化要因により等価的に加えられる歪成分であり、第 1 項  $(s_1 + \rho_1) \cdot (s_2 + \rho_2)$  は  $e_{EFF}$  との関連において

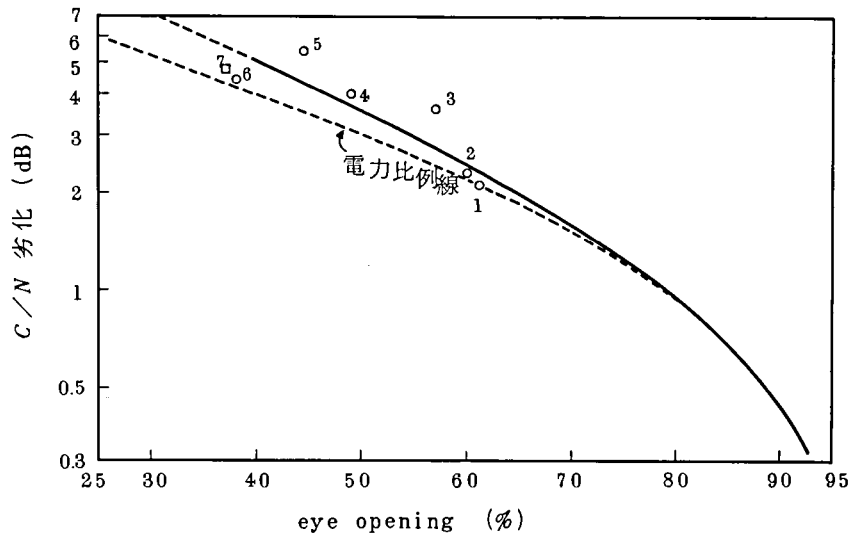
$$e_{EFF} = 2 | (s_1 + \rho_1) \cdot (s_2 + \rho_2) | \quad (5.14)$$

とおくことができる。(脚注)

第 2 項～第 4 項の存在により  $d_0$  は  $(s_1 + \rho_1) \cdot (s_2 + \rho_2)$  を平均値として雑音  $n_1, n_2$  によりある分布をもつことになるが、この分布の形・大きさは  $\rho_1, \rho_2$  の値に依存することとなり、 $e_{EFF}$  (式 5.14) により一意的に表わすことができない。しかし、各々の  $\rho_1, \rho_2$  に対して求めることは繁雑なものとなるから、典型的な  $\rho_1, \rho_2$  に対して式 (5.13) を詳しく計算し、式 (4.28) により誤り率特性を求めて  $e_{EFF}$  と、 $C/N$  劣化  $R_E$  の関係を得ておく。

(注) 厳密には  $\rho_1$  は  $t = \theta$  における符号間干渉 ( $\rho_{TXT}$ )、エコー干渉 ( $\rho_E$ ) の和に当るものであり、識別不確定、しきい値変動 ( $\Delta e_T$ ) に起因するものは、 $d_0$  の分布関数  $P(d_0)$  を積分する際の上限值に変化を与えるものである。ここではこれら  $\Delta e_T$  などの要因をも含めて等価的な  $\rho_i$  を仮定し、これより  $e_{EFF}$  が与えられるものとする。積分のしきい値はあくまで零とする。

詳細な計算結果は 4.3.3 項図 4.2 3 である。すなわち，ガウス形帯域制限のみがある場合の  $R_E$  を同図より求め，同時にアイ・パターンから求められるアイ・オープニング  $e$  より  $R_E \equiv f(e)$  の関係を得る。これを図 5.6 に示す。



- ミリ波総合中継実験
1. 2号器 ch.1 直通
  2. 室内実験 直通
  3. 分波器 WG 2号器 ch.1 干渉なし
  4. 分波器 WG 1号器 ch.1 "
  5. コーナーあり 2号器 ch.1 CW干渉
  6. コーナーあり 2号器 ch.2 "
  7. 2 GHz PCM (通研-川越)

図 5.6 eye opening と C/N劣化の関係  
(遅延検波方式)

なお，横軸のアイオープニングとしては実際に観測される図 5.5 の  $e$  ではなく，タイミング時点変位，識別不確定，しきい値変動を考慮した  $e_{EFF}$  を用いる必要がある。この図から興味あることは C/N 劣化  $R_E$  は  $R_E \propto |20 \log e_{EFF}|$  よりも  $R_E \propto |20 \log (e_{EFF}^2)|$  になっているという点である。すなわち，遅延検波方式ではアイオープニング  $e_{EFF}$  より  $R_E$  を  $R_E = |20 \log e_{EFF}^2|$  として求める通常の方法によることは不適当であることを意味している。むしろ，検波出力が，2つの信号  $R_1$  と  $R_2$  の積より得られているところから  $e_{EFF}^2$  に依存するという図 5.6 の関数関係はうなずける。

さて， $e_{EFF}$  を導出した過程では，これは実効最悪アイオープニングを与えるものであるから，これにより  $R_E$  を求めた場合には，厳しすぎる評価を与えるものとなるので，補正が必要である。 $e_{EFF}$  の発生確率は約 1/8 とするのが妥当と考えられるので， $e_{EFF}$  によって規定さ

れる誤り率に対し、実際のランダムパルスに対する誤り率は約1/8小さくなると考えられる。この分をC/N劣化値で評価すると約0.7 dB となる（付録 5.A）。したがって、式（5.11）で求められた $e_{\text{EFF}}$ に対して図 5.6 より求められるC/N劣化を $R'_E$ とすると真のC/N劣化 $R_E$ は

$$R_E = R'_E - k_E = R'_E - 0.7 \quad (\text{dB}) \quad (5.15)$$

で与えられる。

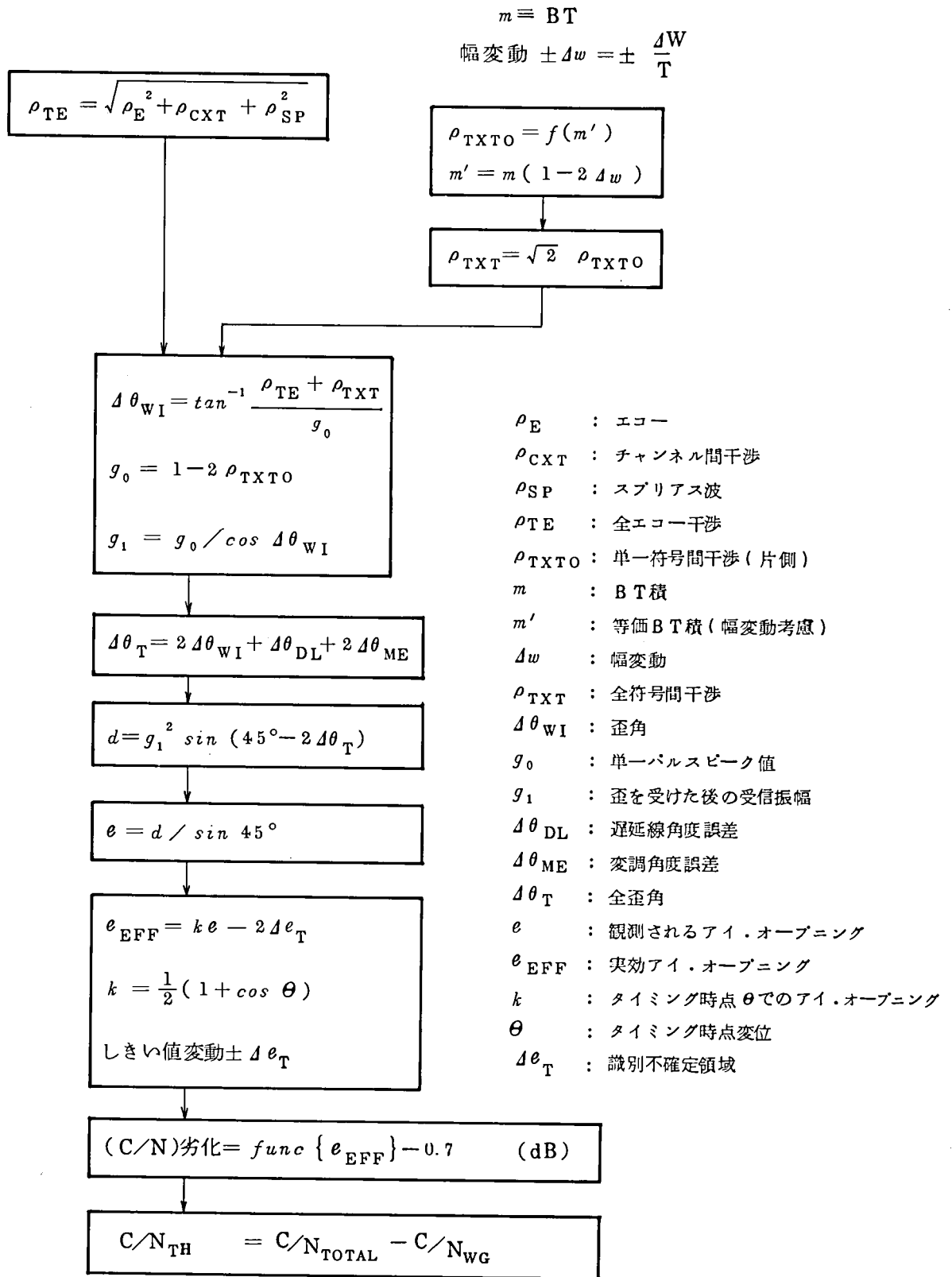
最後に誤り率 $1 \times 10^{-9}$ を得るに必要な搬送波対熱雑音比の大きさ $C/N_{\text{TH}}$ は $R_E$ に対する次の等式

$$\begin{aligned} R_E &= C/(N_{\text{TH}} + N_{\text{WG}}) - R_0 \\ &= C/(N_{\text{TH}} + N_{\text{WG}}) - 18.05 \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (5.16)$$

より $N_{\text{WG}}$ を差し引いて求められる。但し、 $R_0$ は帯域制限その他劣化が全くない系に対する4相差動P SK遅延検波復調方式における誤り率 $10^{-9}$ を得るに必要なC/N値である。

以上、簡便な方法で、しかも物理的な意味をある程度失なわないC/N値推定法について述べたが、以上の算出方法のステップを図 5.7 のフローチャートに示した。





#### 5.2.2 遅延検波方式4相PSK総合中継実験結果との対比

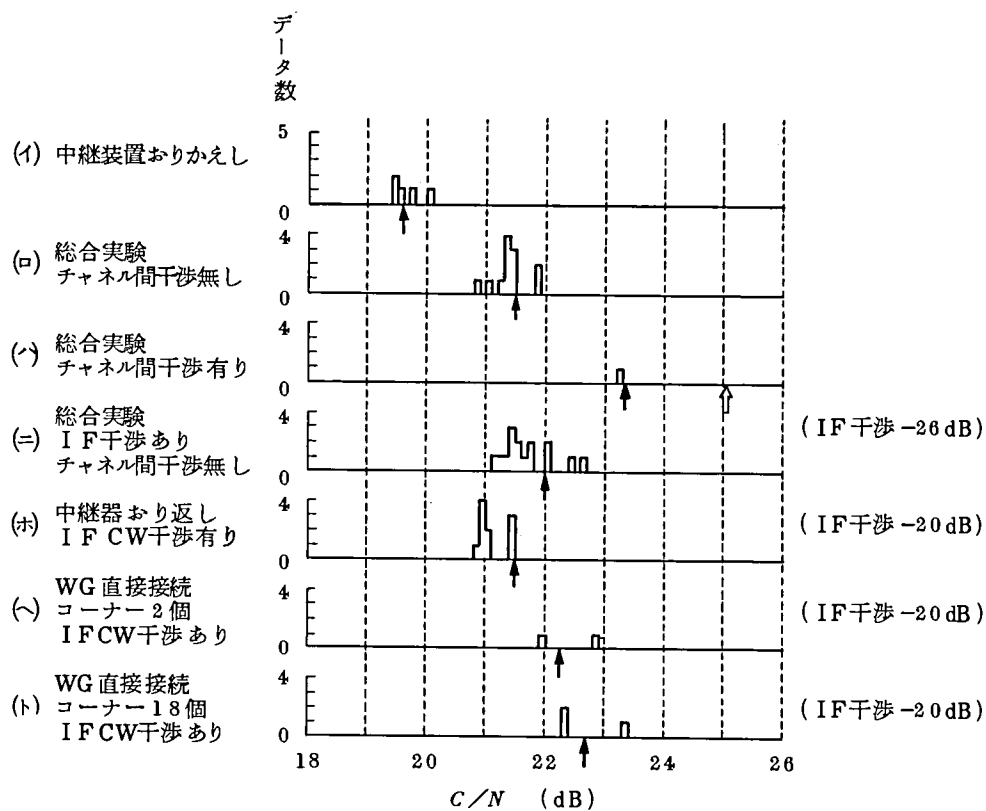
4.3.5項で述べたように、 $\pi/4$ シフト4相PSK遅延検波方式による伝送特性について導波管線路8.4Kmを用いた総合中継実験を行なったが、そこで得られた符号誤り率特性と、前項で述べた所要C/N値推定法との対比について述べる。幾つかの実験システムを構成したが、そのおもなものは

- (イ) 中継装置のおりかえし
- (ロ) チャネル間干渉がない場合の総合中継実験
- (ハ) チャネル間干渉がある場合の総合中継実験
- (ニ) 中間周波(I F)干渉がある場合の総合中継実験
- (ホ) 中間周波(I F)CW干渉がある場合の中継装置おりかえし
- (ヘ) 導波管線路直接接続の場合(コーナ導波管2個)(I F干渉あり)
- (ト) 多数のコーナ導波管を含む線路へ直接接続した場合(コーナ導波管18個)(I F干渉あり)

これらの試験の詳細については4.3.4, 4.3.5項で述べたように、(イ)(ロ)(ハ)(ニ)は総合中継実験として、導波管、分波装置、中継装置を含む中継系の総合評価を主な目的とするものであり、(ホ)~(ト)は導波管線路に、多数のコーナ導波管(8.4Kmに18個)を含む場合の評価を行なおうとするものである。

図5.8には、各場合の推定値と、何回かの実験結果をあわせてヒストグラムとしたものとの対比を示した。両者の間には非常に良い一致が得られ、本推定法が実験結果をよく説明する簡便で有効な方法であることを確認することができた。表5.1は本推定法による推定計算例(ハの場合)を示すとともに従来よく行なわれている各劣化要因が単独で存在する場合に起るであろうC/N劣化値を数値的に加算し、これをもって総合のC/N劣化とする方法により推定したものととの対比を行なった。後者はこれまでも述べたように各劣化要因の事象が直列的にアイ・オーブニングを縮小していくとするもので必ずしも事象を正しく記述しておらず実測値と異なる値(図5.8に示すように実測値と約1.8dBの開きがある)を示している。ここで述べた方法では、複数個の要因が作用する場合にも、基本的には物理的なプロセスに添って評価していることから結果的には相乗的な効果も含めて評価したことと等価となり、良い一致が得られたものと考えらる。

この方法による総合特性推定法はさらに改良を加えて同期検波方式の場合にも適用し、現場試験結果ならびに計算機シミュレーションと十分に対比してその適用性を確かめ、導波管伝送方式歪配分設計の基本手法とすることができた。



↑ : 本方法による推定値    ⬆ : 要因個々のC/N劣化を数値加算

図 5.8 総合中継実験結果と簡易化推定法による推定値との対比  
( $\pi/4$  シフト 4 相 P S K 遅延検波 方式伝送の場合)

表 5.1 歪要因具体例(ハ)と推定法比較

歪 要 因 分 析		実 現 値			単独に存在する とした場合の C/N劣化	記 号 <sup>⑥</sup>
エコー	セット内エコー	-23.9 (dB)			1.31 dB	$\rho_E$
	分波系エコー	-35 (dB)			0.09 dB	
チャンネル間干渉		-21 <sup>①</sup> (dB)			3.07 dB	$\rho_{CXT}$
スプリアス干渉		-40 (dB)			0.03 dB	$\rho_{SP}$
$\rho_{ET} = \sqrt{\rho_E^2 + \rho_{CXT}^2 + \rho_{SP}^2}$		19.13 dB				$\rho_{ET}$
符号間干渉	B T	1.0	6.93 (%)		1.5 dB <sup>⑦</sup>	$\rho_{TXT}$
	幅変動	±6%				
	(等価B T = $m'$ )	(0.88)				
歪角 $\Delta\theta_{WI}$		11.08°				$\Delta\theta_{WI}$
単一パルスピーク値 (B T = $m'$ )		0.902				$g_0$
受信振幅		0.919				$g_1$
変調角度誤差		±1.5°	±1.5°		0.5 dB	$\Delta\theta_{ME}$
遅延線	周波数変動による	— <sup>②</sup>				$\Delta\theta_{DL}$
	角度誤差	— <sup>③</sup>				
全歪角		12.58°				$\Delta\theta_T$
アイ・オープンング		4.05%				$e$
識別不確定領域 しきい値変動		±2.5%			0.45 dB	$\Delta e_T$
タイミング時点変位		— <sup>④</sup>				$\theta$
実効アイ・オープンング		3.55%				$e_{EFF}$
導波管歪雑音		-37 dB			0.06 dB	C/N <sub>WG</sub>
理論限界 <sup>⑤</sup> からの劣化			5.9 dB		7.01 dB	$R_E$
熱雑音		-23.4 dB			25.06 dB	C/N <sub>TH</sub>

① 実験において故意に大きくしたものであり、標準動作では-26dB

②~④ 調整状態で測定しているので、これらの要因はほとんど零

⑤ 誤り率 $10^{-9}$ 点で歪がない場合のC/N値(18.05dB)

⑥ 図 5.7 に対応するものである。

⑦ 図 4.24 による。(他の劣化要因がなく、幅変動と帯域制限のみが存在する)

### 5.3 導波管伝送方式区間伝送特性解析と歪配分設計手法

前節では，劣化要因が多数ある場合簡易な計算法により，誤り率特性を推定する方法について述べ，遅延検波方式導波管中継伝送路での実験結果との対比を行ない，その有効性を示した。ここでは議論をさらに進め，2500Kmの長距離基幹伝送路としてのミリ波導波管伝送路に対する歪配分設計法を確立することを最終目標とする。この場合伝送路は数多くの中継区間，数多くのミリ波チャネルから構成されていること，このうちの1チャネル1区間でも所要伝送品質を下回るようなことがあると回線総合として規格を割る結果になることの2点を十分考慮しなければならない。すなわち，一定の規格のもとに中継装置，分波装置を多数製作し，異なった条件下にある長距離の導波管線路に平均15Km間隔で布設した場合，各チャネル，各中継区間ごとの特性は個々に異なり，ある値の範囲内に分布することが考えられる。機器ならびに導波管線路について複雑な手段を用いなくて測定出来る特性から実際に2500Km，全チャネル実装の中継伝送路を建設しなくても小さい誤差でこの分布が把握できる必要がある。機器に与えるすべての仕様条件が非常に厳しいものであれば，この分布の幅は当然小さいので，ある区間の特性が所要伝送品質を下回る確率を十分小さくすることができるが，これでは伝送機器が高価なものとなり経済的に見合わない中継伝送路を構成することとなる。機器への規格配分と，区間中継伝送特性分布との関係を明らかにすることは非常に重要な課題となる。従来，このような観点から中継伝送路特性を論じた例は少なかった。

本節では，2500Kmの全実装中継伝送路を建設してこの分布を知ることは現実的ではないので，分布を正しく推定できる計算モデルの設定が必要であると考えた。次に，この計算モデルの結果と，データ数としては有限であるがW-40G方式現場試験結果との対比を行ない，計算モデルの正しさを検証するとともに，所要の区間中継伝送特性を確保し，2500Km全実装中継伝送路に対し，規格を保証する合理的な歪配分設計基本手法について述べる。

#### 5.3.1 計算モデルとW-40G方式現場試験結果との対比

ここでは，区間中継伝送特性の分布を推定するにあたり，中継伝送のうち波形伝送に関わる線形動作と変復調再生に関わる非線形動作との2部分に大別した。前者は送信周波数変換器—分波装置—導波管線路—分波装置—受信周波数変換装置—中間周波増幅器—遅延等化器の系列で代表されるものであり，後者は変復調調整の機能によるものである。この2つの部分はおのこの異なった観点から規格を与え，特性測定・検定を行なうことができる。すなわち，前者は線

形回路として周波数領域で規格を定めることが自然であり測定・検定も容易である。後者は非線形回路として時間領域で規定・検定するのが妥当である。ここで明らかにしなければならない課題は、前者と後者が任意の組合せで結合した場合に、ほんとうに、区間中継伝送特性の分布を正確且つ容易に記述することができ、規格との関連を明らかにできるか、ということである。このように変復調系と波形伝送系のおおのに別個にある規格を定めることにより回線総合特性が目標値を満足する保証が得られれば、回線設計、歪配分、建設、保守時などの面で実際の、合理的な手法が確立できることとなる。

(a) 計算にとり込むパラメータは、図 5.1 の要因のすべてを対象としたが、厳密に受信波形の振幅分布を求めることとしたものは、符号間干渉（波形伝送系の歪により、応答波形が近似零交叉の設計値より外れることを含む）、パルス幅変動、変調角度誤差、抽出搬送波角度誤差、タイミング位相変動、しきい値、識別不確定幅、とし、熱雑音等価としてとりこむパラメータは、チャンネル間干渉、スプリアス、分波系エコー、セット内エコー、線路特性の細かなリップル、抽出搬送波ジッタとした。基本となる計算の流れを図 5.9 に示す。この図の様に、各パラメータ値の組合わせについて必要な数まで計算を繰り返し、その結果を統計的に処理できるようにした。具体的な歪要因の数値については現場試験結果の対比ということから 4.4.4 項の表 4.15 を用いた。

W-40G 方式では帯域制限特性として近似零交叉形波形伝送系を用いている。はじめに、近似零交叉形スペクトラムを計算し、伝送特性歪（設計値からの偏差）を周波数軸上で加えた後、フーリエ変換して時間軸上の応答波形を求める。ここで伝送特性歪によって位相の回転、最適タイミング時点のずれが生ずる。まず位相回転の修正を行なう。最適タイミング時点は、位相修正を行なった後のアイオープニング最大点とした。最大点は一般には時間軸上のサンプル点とは一致しないが、多項式で補間して最適のタイミング時点を推定することとした。

波形伝送系の計算結果に対して、変復調系の各劣化要因がここで加えられる。計算された最適タイミング時点からの識別タイミング偏差、およびパルス幅変動の影響を含め、符号間干渉、直交干渉を求めて、識別振幅の確率密度を計算する。

得られた識別振幅の確率密度分布に、スレシヨルドレベル、識別不確定幅の影響を加え、直交チャンネル、同相チャンネルのおおののに対し式（4.34）の誤り率計算を行ない加え合わせる。この加え合わせは、搬送波引込みの絶対位相の不確定性を除くため、端局において二系列のパルス列に対し、和分、差分の符号変換を行なっており、これの誤りパルスに対する作用を模擬したものである。得られた総合誤り率から等価的な C/N 劣化を計算する。

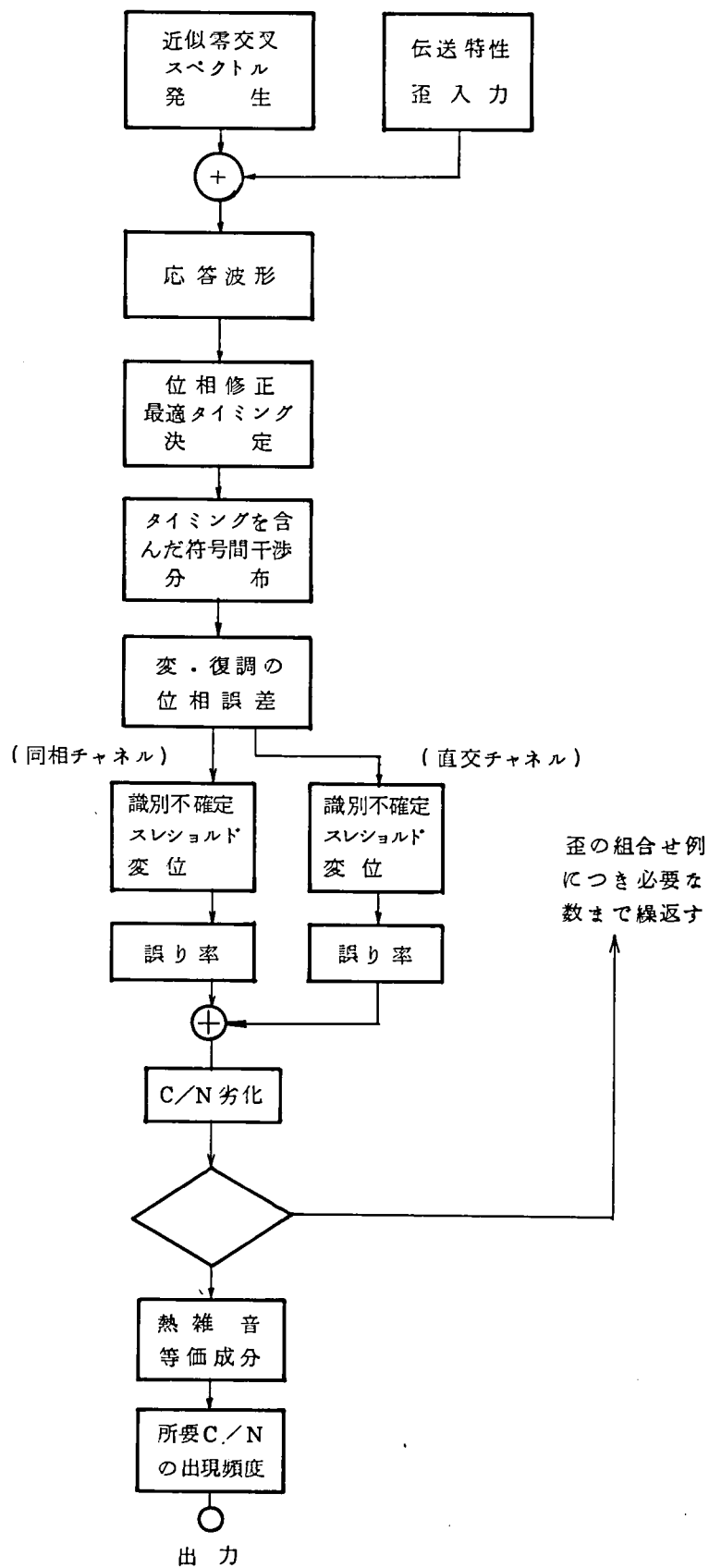


図 5.9 導波管伝送方式中継伝送路伝送特性の計算フロー

最後に熱雑音等価な成分を熱雑音と電力相加としてとり込み、総合のC/N劣化を求めた。歪要因がある範囲内ではらついている場合にはその組合せについて必要な回数まで計算を繰り返す。この結果、区間伝送特性の分布が得られることとなる。

#### (b) 変復調部対向誤り率特性の推定

前述した様にW-40G方式では、変復調部と波形伝送系を別個に検討、試験する方針である。したがって回線の建設時など、多数の装置が製造されたときの変復調対向試験の誤り率を分布の形で推定する必要がある。これはまた同一の変復調系に関しても内部の各パラメータの値は必ずしも一定ではなく、環境等外部条件によって変動するものであり、種々の条件下で誤り率の変動の範囲を予測する意味ももっている。この目的から波形伝送系を設計値に固定し、変復調内部パラメータのバラツキを考慮して求めた誤り率特性の分布計算例を図5.10に示す。

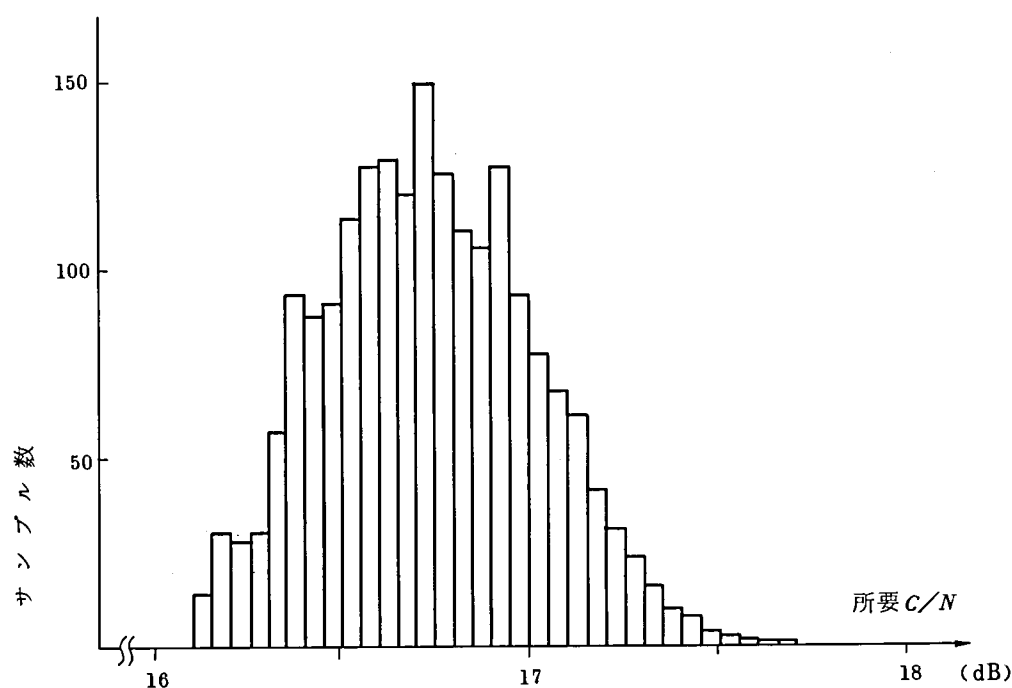


図 5.10 変復調対向で誤り率  $10^{-9}$  を得るためのC/N値分布

#### (計算条件)

波形伝送系	; 近似零交叉理論値	抽出搬送波位相誤差	; $\pm 4 \text{ deg}$ 以下
タイミング位相誤差	; $\pm 2.5 \text{ deg}$ 以下	識別不確定	; $\pm 2.5 \%$ (しきい値変動を含める)
パルス幅変動	; $\pm 3 \%$ 以下	抽出搬送波ジッタ	; $2 \text{ deg RMS}$ 以下
変調位相誤差	; $\pm 1.5 \text{ deg}$ 以下	セット内エコー	; $-29 \text{ dB}$ 以下



この例では、約4000台の変復調整を製造したと等価である。このヒストグラムから、変復調対向で系内の振幅、遅延特性が十分等化されているときには、 $C/N = 17.4 \text{ dB}$ において99%以上の装置は誤り率 $10^{-9}$ 以下の特性を示すことが推定できる。

### (C) 波形伝送系の誤り率特性劣化の推定

波形伝送上の歪には、符号間干渉の増大に代表される同相成分の歪と、帯域内特性の奇対称性に起因した直交成分の歪がある。4相変調の場合は直交歪は、そのまま直交チャネルへの干渉となり、現実には波形伝送系ではこの直交干渉が最も問題になると考えられる。

この様な点から波形伝送系の歪について従来から多くの検討がなされてきたが、ここでは、応答波形によるアイオープニングの評価から、さらにこれらの歪をもった伝送系にPSK信号を伝送したときの誤り率を考慮して計算を行なった。

一般に、伝送特性歪のうち周期の小さいリップルに起因するエコーに関しては比較的ランダムなものとなしなせるため、熱雑音等価と考えるとよいことはよく知られている。したがって、ここでは振幅周波数特性上の伝送帯域内の大きなうねりに相当する歪成分、すなわち、一次および二次の振幅歪成分、ならびに一次の遅延歪（傾斜）に注目して行った計算例を示す。<sup>(2)</sup>

図5.11は、二次の振幅歪、一次の振幅歪、一次の遅延歪、の3つのパラメータに対するアイオープニングである。

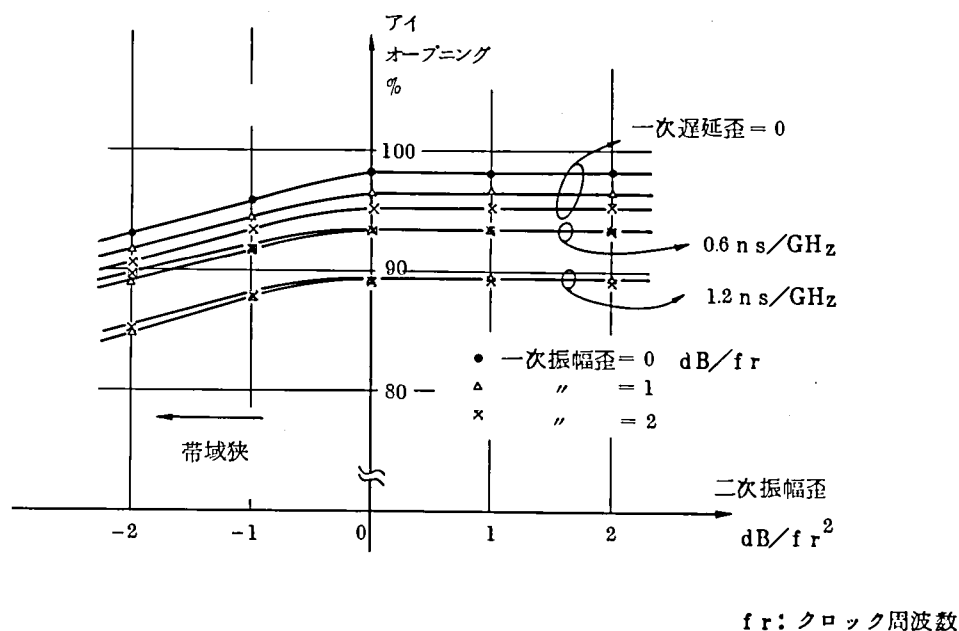


図 5.11 伝送歪とアイオープニング

ただし変復調は全く劣化をもたない場合の例である。

この結果からわかる様に、一次遅延歪によるアイオーブニング劣化が最も大きく、二次振幅歪、一次振幅歪の順となっている。また一次遅延歪による劣化がある程度以上大きいときには、一次振幅歪によるアイオーブニング劣化は無視できる程その影響が小さくなることがわかる。

図 5.1 2 は図 5.1 1 と同一の伝送特性歪に対して誤り率を計算した結果である。

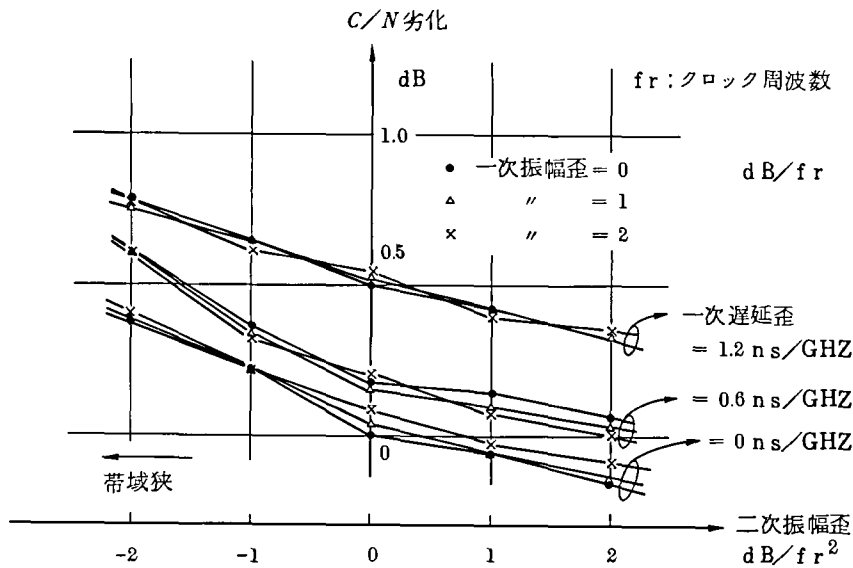


図 5.1 2 伝送歪と特価 C/N 劣化

波形応答の識別振幅について分布を求め誤り率計算を行なったものである。結果はこれまでと同じく誤り率  $10^{-9}$  を得る C/N につき理論限界 ( 15.72 dB ) からの劣化を示した。

実際に建設された伝送路では、伝送特性は各チャネル、各スパンでさまざまなバラツキをもって得られることが予想される。そこで変復調部特性を固定して、伝送歪のバラツキによる誤り率特性劣化の分布の推定を行なった。伝送特性のバラツキの範囲は

$$\begin{aligned} \text{二次振幅歪} & \quad -2 \sim +2 \text{ dB}/f_r^2 \\ \text{一次振幅歪} & \quad -2 \sim +2 \text{ dB}/f_r \\ \text{一次遅延歪} & \quad -1.2 \sim +1.2 \text{ (ns/GHz)} \end{aligned}$$

とした。

一次遅延歪特性は、回線建設時に  $\pm 0.5 \text{ ns/GHz}$  以内に等化する方針である。振幅歪については 1 F フィルタの取りかえによりこの程度の値の範囲内に等化可能である。

伝送歪がこの範囲内に一様に分布するとし、変復調系に劣化がない場合の伝送特性計算結果をヒストグラムにして図 5.1 3 に示す。

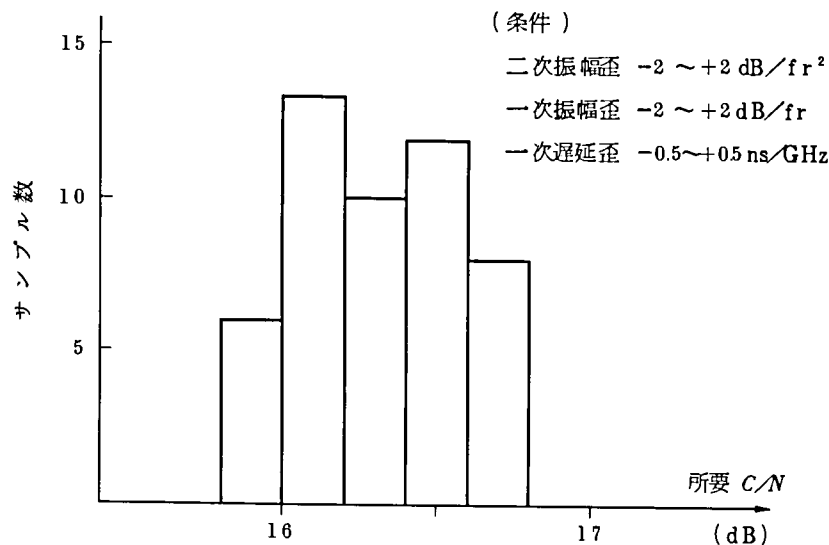


図 5.13 伝送歪によるC/N劣化ヒストグラム

ここには熱雑音等価な成分は何も加えられていない。母数の不足のためこのヒストグラムからは、正確な分布を推定するまでには致らないが、図 5.12 の結果、および要因が限定されていることから、上限、下限の確定した三角分布、あるいは台形分布に近い形と考えることができる。

この計算結果から、伝送系が設計値のときに比べ、伝送系のばらつきを考慮すると平均で 0.4 dB 最悪 0.9 dB 程度の劣化が起こると推定される。

#### (d) 総合特性の推定

(b)で求めた変復調対向特性のばらつきと、(c)で求めた波形伝送特性歪に起因する中継特性のばらつきとを総合することにより区間の総合特性分布を求めることができる。その手はじめとして、この二種類の伝送特性の相加性について検定を行なった。すなわちいくつかの伝送特性歪を例にとって波形伝送特性歪の方は固定し変復調部のばらつきを考慮し、回線特性分布を求めてみた。波形伝送特性歪による劣化量と変復調歪による劣化量が、任意の組合わせの場合に線形に相加されないことは、その動作のメカニズムからも明確である。しかしマクロ的に分布の形で評価すると図 5.14, 図 5.15 の結果から、デシベル軸上の線形性が非常によく成り立つことがわかる。

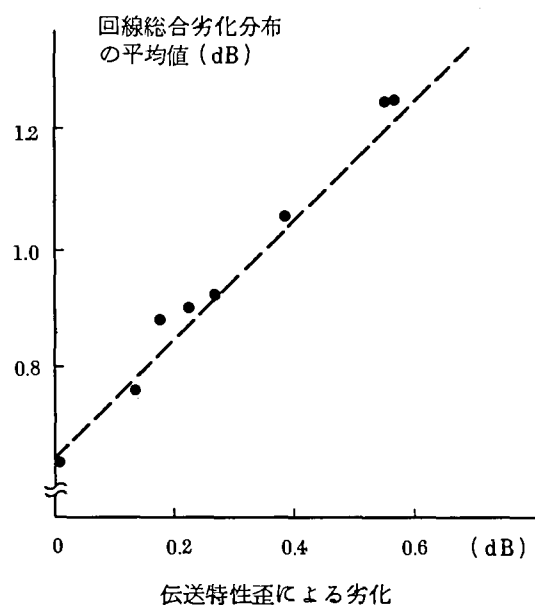


図 5.1 4 波形伝送特性歪劣化と総合劣化分布の平均値

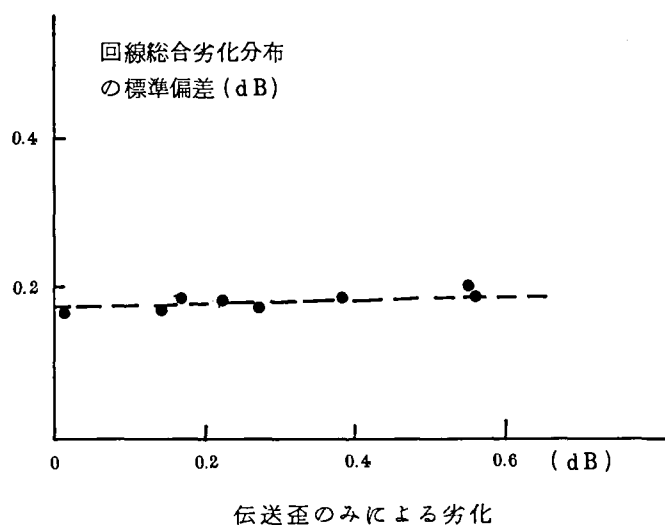


図5.1 5 伝送特性歪による劣化と総合劣化分布の標準偏差

したがって、総合特性の分布を求めるにあたって次の仮定のもとに計算を行なった。

- ① 伝送特性歪によるC/N劣化と変復調歪によるC/N劣化はデシベル軸上で線形に相加される。
- ② 変復調歪のうち歪雑音を除いた量による劣化は、原点の移動されたレーレー分布で表わすものとする。

- ③ 伝送特性歪のうち歪雑音を除いた量による劣化は、三角分布であらわすものとする。

このような条件のもとで両分布のたたみ込み積分を行ない、さらに熱雑音等価成分の影響を加

えて総合回線性能の分布を求めたものを図 5.16 に示す。

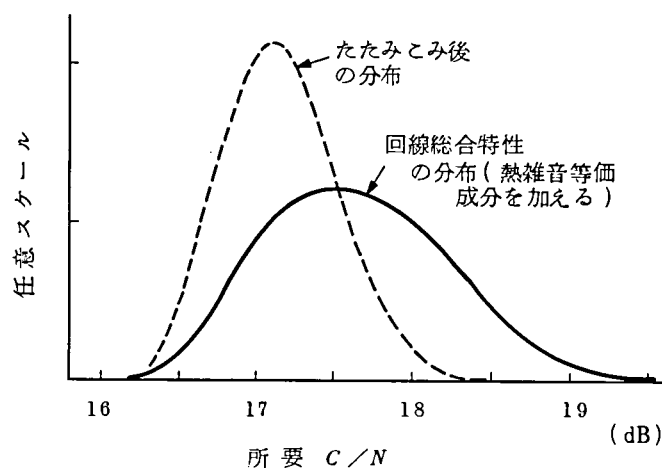


図 5.16 回線総合特性の推定分布

この結果から変復調系が規格内の動作をし、伝送系の歪についても先に与えた通常の範囲内にあれば、 $C/N = 19.1$  dB において 99% の回線は符号誤り率  $10^{-9}$  以下となると推定される。

ここで示した方法により、元来波形伝送特性上の歪と変復調再生系の歪とを総合して 1 点 1 点求めなければならなかったものが、別個にその分布を求めておけば良いということとなるから総合特性分布を知る手法が非常に簡単化されるとともに、実際の測定結果との対比もやり易く、非常に合理化されたといえることができる。ミリ波導波管伝送方式において、波形伝送系は各ミリ波チャンネルで固有の特性を示すが、変復調盤はミリ波チャンネルにかかわらず共通のものでありどのミリ波チャンネルに挿入しても区間中継特性は規格を満足することが保証されなければならない。この総合特性推定の結果から、図 5.10 に示すような規格で作られた変復調盤と、図 5.13 に示した範囲内の波形伝送特性、ならびに表 4.15 に示すように  $-27$  dB 以下であることが保証された導波管歪雑音とはどのような組合せであっても  $C/N = 19.1$  dB という総合特性を保証できることが明らかとなったわけである。

#### (f) 実験結果との対比 — 変復調対向 —

第 4 章で述べたように W-40G 方式の現場試験では 6 ミリ波チャンネル 2 中継区間用の装置を実装した。ここでは合計 12 の変復調部対向について誤り率特性試験を行なった。この場合中間周波段階で実際の伝送系（たとえば周波数変換部に含まれている帯域制限フィルタ、ミリ波帯の分

波器の特性など)と同一の帯域制限を行なう必要がある。この等価伝送路としては帯域幅 540 MHz のトムソン型フィルタを用いたが、総合の波形応答特性として近似零交叉設計特性とよく一致することがこれまでの検討結果から確認されている。(7)

実験結果では搬送波抽出回路の引込み位相の違いにより(4相PSKのために4種の場合がある)誤り率特性が多少異って表われてくるが、これらを別個なサンプルとして、誤り率  $10^{-9}$  を得るために必要なC/N値をヒストグラムにしたものが図5.17である。

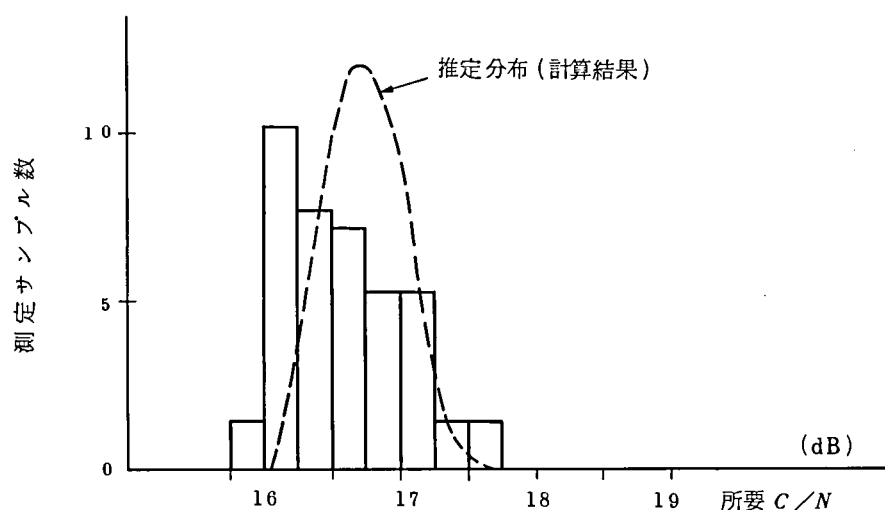


図 5.17 変復調対向特性実測結果ヒストグラム

また、この実験値は 0 ~ 40 °C の全温度範囲での試験結果である。この結果と前述の変復調部対向の計算結果(図 5.10)のヒストグラムを対比すると、中心、およびばらつきの幅ともに比較的良好一致している。このことから試作された変復調部は規格内の動作をしていることがわかる。また計算により求められた分布は妥当なものであり、変復調部折り返し特性をよく記述しているものといえる。

#### (g) 現場試験回線の伝送系特性と誤り率特性の関連

現場試験用に建設された伝送線路において各チャネルの伝送特性と誤り率特性との関連につき、実験値と推定計算値との両面から検討を行なった。

建設された現場試験回線における各チャネルの振幅一周波特性および線路歪雑音の実測値を表 5.2 に示す。

表 5.2 現場試験回線の伝送路特性

	チャネル名	3 dB 帯域幅MHz	一次振幅歪	線路雑音歪
水戸 ― 向山区間	A 0 9	5 0 0	1.4 dB/GHz	− 2 7.5 dB
	B 1 1	4 7 0	− 0.5	− 3 2.7
	B 1 2	4 6 0	0	− 3 0.4
	B 1 3	4 8 0	0	− 2 8.8
	C 0 1	5 0 0	− 1.0	− 2 7.5
	C 0 2	5 1 0	− 1.6	− 2 9.7
向山 ― 茨城区間	A 0 9	4 6 0	− 0.6	− 3 2.7
	B 1 1	5 0 0	1.1	− 3 0.1
	B 1 2	4 2 0	2.0	− 3 4.3
	B 1 3	4 5 0	− 2.9	− 3 1.9
	C 0 1	4 9 0	0.5	− 2 9.2
	D 0 6	4 7 0	0	− 2 6.8

遅延特性については、二次の遅延歪は充分小さいものと考え、一次遅延歪は $\pm 0.5 \text{ ns/GHz}$ 以内に等化されているものとした。

現場試験回線各チャネルの伝送特性はこの様に理論値から多少の偏差をもっていることがわかったが、これら伝送歪をもった各チャネルについて回線誤り率特性の推定を行なった。周波数特性上で測定された波形伝送系の結果は表 5.2 の通りである。

同表の歪量をそのままとり込んで誤り率の推定計算を行った。変復調部の劣化要因の値は常温推定値以内とし、誤り率特性劣化の分布を求め、その 99 % を含む領域を図 5.18 に示す。

次に現場試験回線と試作変調部を用いて回線の誤り率特性を測定した。この実験では特に各チャネルの伝送特性による差異に注目しているので、試作変復調部のうちある一つの変復調部を定め、変復調部による個性が現われない様配慮した。この実験結果を同じく図 5.18 に示す。

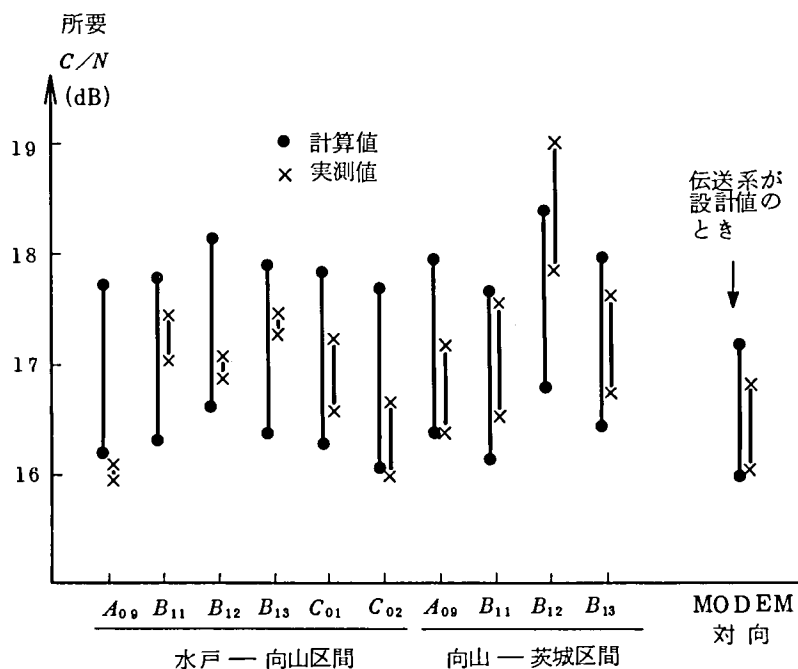


図 5.18 現場試験回線における所要 C / N 値

実測値としては 4 種の搬送波引込み位相のうち誤り率の最も良い場合と悪い場合を幅として示した。

計算値，実測値とも，よく一致しており，各チャネルの伝送歪による劣化の傾向がよく表われていることがわかる。これによって計算モデルが現実の中継伝送路系をよく記述していることが確認された。

#### (h) 現場試験回線総合特性

現場試験回線において，これまで実際に測定された全チャネル全区間の符号誤り率特性（誤り率  $10^{-9}$  を得る C / N 値）をヒストグラムにしたものを図 5.19 に示す。<sup>(7)</sup>



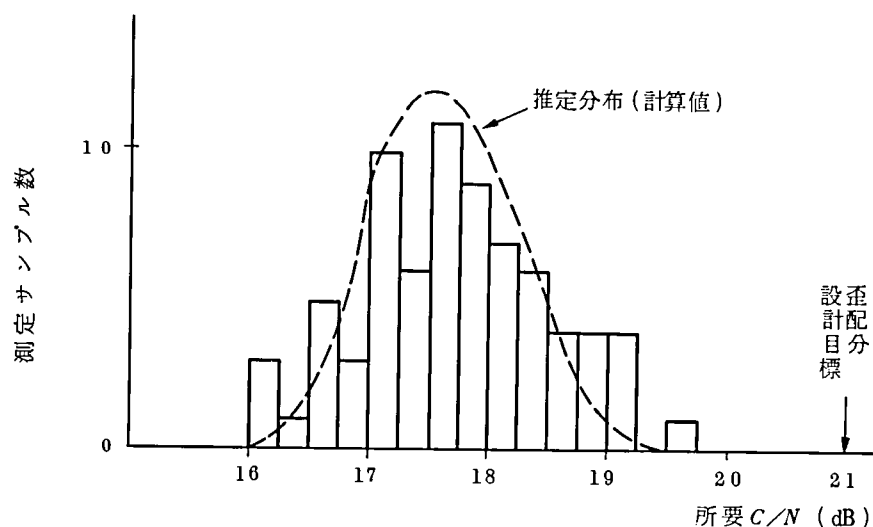


図 5.1.9 現場試験回線総合特性ヒストグラム

ここで4種の搬送波引込み位相は別個のサンプルとしてとりこんである。前述の分布推定計算（図 5.1.6）と比較してよく一致していることがわかる。ここに，変復調部おり返しの分布がわかり，波形伝送系ならびに熱雑音等価の歪量の範囲が明らかであれば，多数のミリ波チャネル，多数の中継区間で構成される導波管伝送方式の区間伝送特性に対する数学的モデルが明らかとなり，変復調，波形伝送それぞれの特性分布に対しこれをたたみ込むことによって総合特性の分布が把握できるという本論文の手法の正しさが実験的にも実証された。

数学モデルがこのように確立されれば，2500 km全実装の回線について，そのパラメータを変化させてこの特性を容易に把握できるわけであるから，詳細に論じてはいないが，経済性の許す限り規格を厳しくできる要因と，総合特性分布の形にそれほど大きな変化をもたらさない要因で，規格をゆるめると経済的に効果が大きいものを区別することができる。これらパラメータを変化させた総合特性の最適設計も可能であり今後の重要な検討課題である。

以上，経済性を考慮した合理的な歪配分設計法の最適化を進める上で，本論で得られた理論的手法，実験的検証の結果は導波管再生中継伝送路設計の重要な基盤を与えるものと考えらる。

### 5.3.2 歪配分設計基本手法の確立

マイクロ波帯における周波数多重によるFM信号伝送に対する歪配分設計法は古くから知られ，すでに確立されたものと云えるがマイクロ波，準ミリ波，ミリ波通信のように搬送波を用

いた高速 PCM 方式に対する歪配分設計の技術はその歴史がまだ浅く、特にミリ波導波管伝送方式のように、フェージングがなく、多重モード伝送系であるようなシステムに対しては、内外でもまだ十分確立された手法はないものと考えられる。

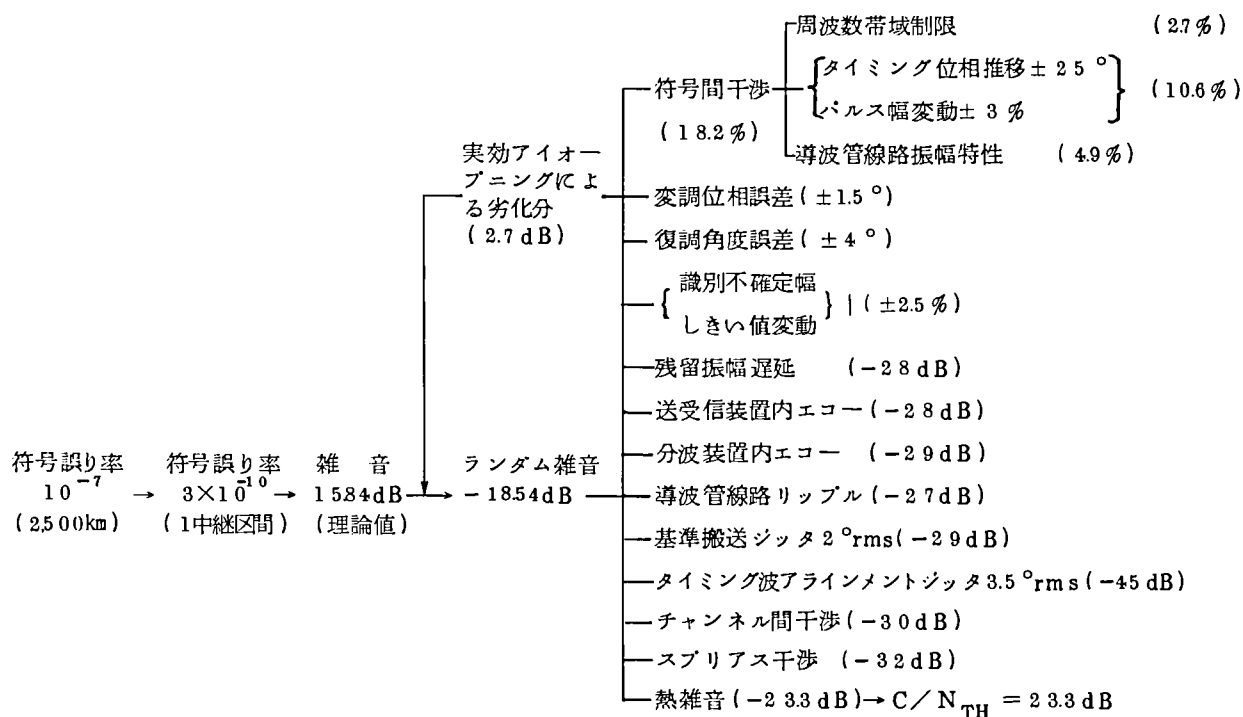
本研究では、先に 5.2 でも述べたように、遅延検波復調導波管伝送方式に対する簡易な誤り率特性推定の手法を提案し、総合中継実験でその有効性が確認できたことを述べた。ここで得られた技術を同期検波方式における規格配分設定の手法に適用し、現場試験回線を例にとってその歪配分を試みた（4.4.4 項表 4.15）。この歪配分のもとに設計・布設された現場試験回線は図 5.19 に示すように歪配分で示された目標性能、すなわち所要の信号対熱雑音比が 21 dB を上回らないこと、という目標を十分満足する性能を示した。歪配分は規格を与えるものであるから、先にも述べたように、1 区間、1 チャネルでもこれを逸脱することがあると、2500 km 全実装の回線として成立しないものとなる。これを模擬する意味で計算によってその分布を確かめたが（図 5.19 の点線——これは図 5.16 の実線を再掲したもの——）、歪配分設計の値が図 5.19 に示すようにきわめて妥当なものであることがわかる。

手法が適当でなく、回線総合の目標規格として大きな  $C/N$  値とならざるを得ない悲観的な歪配分法では、出来るだけ総合特性に余裕を生むべく、機器性能に厳しい規格を課することとなり、機器はコスト高のものとなる。このような場合往往にして実現された総合特性は、十分ゆとりがあり、もっと小さな  $C/N$  値で良かったという結果になることが多く、システム全体としては不経済なものとならざるを得ない。

例えば、表 5.1 に示した各劣化要因がおのおの単独で総合特性に与える  $C/N$  劣化量を、単純に数値加算する方法を用いた歪配分法では、同表に示すように、実現結果との隔りが大きく適切な歪配分方法と云い難い。ここでは現場試験での経験をもとに、5.2 節で述べた歪配分計算方法と、配分規格値の見直し、改善を行なった。歪配分を大きく、波形伝送系と変復調系に分けて考えることを先に述べたが、変更の主要点はこのうち波形伝送系に属するものとして振幅一次歪、二次歪ならびに一次遅延等化残留が総合特性に与える影響についての考え方である。現場試験をはじめめるにあたっては、これらの歪による劣化要因はすべてエコー等価量としてあつかってきたが、符号間干渉増大としてあつかう方が实际的であると考え、新しく歪配分要因をもうけることとした。一次遅延等化に関しては  $\pm 0.5 \text{ ns/GHz}$  以下に等化可能であり、この影響は無視し、また一次振幅歪については現場試験で観測された範囲の歪量では符号間干渉への影響は無視し得る程度に小さいので、二次振幅歪にのみ劣化配分を行な

うものとする。さらに，振幅，遅延の残留特性により，両隣接外の符号間干渉も大きくなるが，これについてはランダム雑音のあつかいとして劣化量の評価に加える。また，タイミング時点変位（ $\theta$ ）の歪量のあつかいについては，観測されるアイパターンを式（5.11）に示すように  $(1 + \cos \theta)/2$  で近似して取こんだが，ここでは，近似零交さ波形応答より，タイミング時点のずれに相当する時間位置での符号間干渉量としてあつかうこととする。以上の考察から 5.2.1 項の推定計算法に対し，以上の見直しを行なった計算法による W-40G 方式伝送路のひずみ配分設計を表 5.3（表 4.9 再掲）に示す。計算の手順は以下の通りである。<sup>(8)</sup>

表 5.3 W-40G 方式歪配分設計（表 4.9 再掲）



$10^{-7}/2500\text{Km}$  の符号誤り率規格は情報符号に対するものであるから，中継系においては  $5 \times 10^{-8}/2500\text{Km}$  が要求され，これを 1 中継 (15Km) 当たりに換算すれば  $3 \times 10^{-10}$  となる。この符号誤り率に対する理論  $C/N$  は図 4.4 1 ( $BT=\infty$ ) より  $15.84\text{dB}$  となるから，雑音  $N$  は  $-15.84\text{dB}$  が許容されることとなる。これを多数の劣化要因に配分するわけであるが，まず  $N$  に対してつぎに示す  $N_T$  を求める。

$$N_T = N - R_E \quad (\text{dB 減算}) \quad (5.17)$$

ただし，

$R_E$  : 実効アイオープニングによる  $C/N$  劣化量

$N_T$  : 全ランダム雑音 (dB)

である。 $R_E$  は

$$R_E = -20 \log \varrho_{EFF} - k_E \quad (\text{dB}) \quad (5.18)$$

となる。 $\varrho_{EFF}$  は実効アイオーブニングであり、

$$\varrho_{EFF} = (1 - \rho_{TXT}) \cos \Delta\theta_T - \sin \Delta\theta_T - 2\Delta\varrho_T \quad (5.19)$$

で与えられる。ただし、

$\rho_{TXT}$  : 符号間干渉の最悪値

$\Delta\theta_T$  : 変復調位相誤差の最悪値の和

$\Delta\varrho_T$  : 識別不確定幅としきい値変動の最悪値の和

また  $k_E$  は  $\varrho_{EFF}$  を最悪値計算したために必要となった補正係数である。W-40G 方式の中継系では  $\rho_{TXT} = 0.182$ ,  $\Delta\theta_T = 5.5^\circ$ ,  $\Delta\varrho_T = 0.025$ ,  $\varrho_{EFF} = 0.668$ ,  $k_E = 0.7$  (dB) である。この結果  $R_E$  は 2.7 dB,  $N_T$  は -18.54 dB となる。

この  $N_T$  を熱雑音などのランダム雑音成分に電力和で配分する。この結果  $C/N_{TH}$  は 23.3 dB となる。

以上、導波管伝送という新しい伝送媒体の中継伝送路に対する歪配分設計の基本手法を確立することができた。

#### 5.4 第5章のまとめ

導波管線路を伝送媒体とし、高速搬送波デジタル伝送を行なうという、これまで実用化されたシステムにはない全く新しい伝送方式に対し、回線設計に欠かせない歪配分の基本手法について提案を行ない、室内試験や総合中継実験・現場試験結果との対比においてその妥当性を確認し歪配分設計の基本手法を確立することができた。本章で述べた主要な結果をまとめると以下の通りである。

- (1) ミリ波導波管再生中継伝送路に対し、数多くの劣化要因を含む、区間中継総合特性を少ない誤差で推定できる簡易な計算法を提案し、遅延検波方式総合中継実験を例にとって実験結果との対比を行なったところ、非常に良い一致が得られ、総合特性推定法の妥当性を確認した。この手法では、計算方法を簡単にしながら、物理的意味を失なわないよう配慮しており、種々の劣化要因の相乗効果が自然にとりこまれているので、このような良い一致が得られた

ものと考える。

- (2) 2500Km，全実装のミリ波導波管伝送路（標準擬似回線）を想定して，伝送特性の計算機シミュレーションを行なった。この回線は多数のミリ波チャネル，中継区間から構成されており，多数の区間伝送特性の分布を求めた。ここでは変復調部おりかえし（非線形動作系）の特性分布と，高周波盤—分波装置—導波管線路—分波装置—高周波盤—遅延等化盤からなる波形伝送系（線形系）の特性分布を別個に求め，2つの分布から総合特性を求める結合則を見出し最終的な総合特性分布を得ている。変復調部おりかえしの系と，波形伝送系の計算結果ならびに総合特性は，いずれも現場試験結果との非常に良い一致が得られた。このことから，2500Kmの標準擬似回線の特性をここに述べた計算モデルで記述できるとともに，規格配分の妥当性が確認できた。
- (3) 変復調部と波形伝送系とが，それぞれに与えられた規格を独立に満足していれば，両者のどのような組合せに対しても区間伝送総合特性は規格値を満足することを現場試験で確認したが，さらに計算機シミュレーションによっても確かめることができた。すなわち，波形伝送系に対しては周波数特性によりその良否を確かめ，変復調盤については符号誤り率特性を確認しておけば，変復調盤をどのミリ波チャネルに挿入しても総合の伝送特性は規格値内であることが保証される。これはミリ波導波管伝送という新しい伝送方式に対する合理的な建設保守方法を提供することとなる。
- (4) (1)の簡易な計算法を基礎に，これをさらに発展させ，導波管伝送方式に対する合理的な歪配分設計手法を提案した。得られた歪配分の結果は，現場試験結果ならびに計算機シミュレーションの結果と対比して妥当なものであり，ここに導波管伝送方式に最適な歪配分設計の基本手法を確立した。

以上，本章での主要な結果をまとめたが，実際には，W-40G方式の最終設計にあたっては，2500Kmの総合誤り率が $10^{-7}$ から $10^{-8}$ に変更されたことや，振幅特性の残留歪に対する規格が見直されるなど若干の修正が加えられている。<sup>(9)</sup>

## 第6章 結 言

ミリ波導波管伝送という全く新しい伝送方式について、高速デジタル再生中継系設計に関し、基本から出発し実用化に致るまでの技術の確立を論じた。

ミリ波導波管伝送方式は、広い周波数帯域を利用できるので、これを効率的、経済的に使用するためには、高速・多値の変復調技術確立が必要であった。ここでは、始めに4 GHz ならびに1.7 GHz の中間周波数を用いた800 Mb/s 4相PSK遅延検波方式、ならびに同期検波方式変復調部の設計技術を確認した。遅延検波方式にあつては、伝送パルスパターンにかかわらずタイミング波情報欠損の可能性がない $\pi/4$ シフト4相PSK方式について、従来の考え方（擬似8相PSK伝送）では高速領域での変復調回路実現は困難とされていたが、新しく階段変調方式を提案することにより、800 Mb/s 4相PSK伝送という超高速領域においても設計通りのものが実現できることを理論的に示すとともに、導波管線路、分波装置、を含めた総合中継実験でこれを確認した。

同期検波方式では、再変調比較形を基本とし、800 Mb/s 4相PSKという高速領域で、しかもミリ波伝送という高い搬送波周波数において特有の周波数変動という問題にも対処し得る新しい同期検波復調技術を提供することができた。

以上の変復調技術を基盤とし、実用装置として、保守性、経済性、信頼性など諸条件を考慮した800 Mb/s 4相PSK伝送用ミリ波中継装置設計法を確認し、導波管線路、分波装置を含めた最終現場試験で、設計通りの動作特性が得られることを確認した。

次に、モード変換・再変換のため、歪雑音が存在する伝送媒体に対し、振幅変調方式(ASK)、遅延検波4相PSK方式、同期検波4相PSK方式の各場合について、種々の歪要因を含めた再生中継特性を解明するとともに、総合中継実験、最終現場試験結果との対比を行ない、理論値と実測結果との良い一致が得られたことを示した。この結果、各種変調方式に対する高速デジタル再生中継特性が理論・実験の両面から明らかとなり、これらの対比からミリ波導波管伝送に対しては同期検波4相PSK方式が適していることを示すことができた。

また、中継伝送特性を正しく評価出来る簡易な推定計算法を示すとともに、これを基本とした、再生中継伝送路歪配分設計基本手法を確認した。また、種々の歪要因を考慮した再生中継伝送特性の計算機解析を行ない、各歪要因がある範囲内の値におさまっていた場合の多数のサンプルに対し得られる伝送特性の分布を初めて明らかにした。変復調おり返しと、高周波盤、導波管線路、分波装置、遅延等化盤からなる波形伝送特性とのおのこのについて、 $10^{-9}$ の誤

り率を得るに必要な  $C/N$  値の分布を求め、これらを総合した回線全体の分布を convolution で求めた。この結果は現場試験の結果と非常に良い一致が得られ、解析の妥当性が得られるとともに、歪配分設計基本手法の有効性を確認することができた。特に、変復調系と波形伝送系とに独立に規格を与え、その任意の組合せに対し、設計値を満足する再生中継伝送特性を確保するという新しい設計法の確立は、導波管伝送方式特有の諸条件に最適な回線設計の基本技術となるものである。

ここで論じた高速デジタル再生中継技術はマイクロ波デジタル伝送方式、準ミリ波伝送方式、衛星通信方式などに対する共通の技術基盤となるものであり、これらに应用することができる。また、ここで論じた変復調技術を基本として新しい高速変復調・多値(16値)変復調技術へと発展させている。<sup>(1)(2)</sup>

以上、ミリ波導波管伝送方式に対し高速デジタル再生中継技術ならびに再生中継伝送路歪配分設計基本技術の確立をはかることができた。

## 謝

## 辞

本研究をまとめるにあたり懇切なる御指導御鞭撻を賜った京都大学工学部池上淳一教授に謹んで感謝の意を表する。

また、京都大学工学部池上文夫教授（もと伝送研究部長）、野田健一基礎研究部長、東北大学電気通信研究所重井芳治教授（もと基幹伝送研究部長）には種々御指導御助言を賜った。

とくに、宮内一洋複合伝送研究部長（もとミリ波伝送研究室長）には、本研究の開始から完了に到るまで全般にわたって直接的に懇切な御指導を賜った。

二宮康明研究開発本部調査役、荒谷考夫基幹伝送研究部長、榛葉実基幹伝送研究部統括調査役、岩橋栄治研究開発本部統括調査役、島田禎晋光伝送研究室長、木村英俊導波管線路研究室長、喜田昭一調査役、泉一雄移動通信装置研究室長には種々御指導御援助を賜った。

石田則明技術局調査役、赤池正巳調査役、大黒一弘調査役、石尾秀樹調査員、柳本貫至調査員、鷲尾誠調査員、室田和昭研究主任、藤井洋二研究主任、町田進研究主任、阿部弘社員には研究を進めるにあたり種々御協力御援助頂いた。特に、石尾調査員、柳本調査員には変復調部の研究において設計・試作・実験に多大な御協力御援助を頂いた。

このほか、ミリ波伝送研究室、光伝送研究室、導波管線路研究室の関係各位には種々御援助賜わり、また装置試作にあたって、日本電気株式会社、株式会社富士通研究所の関係各位に御尽力頂いた。

以上の方々に、ここに深甚なる謝意を表する次第である。



## 附 録 2. A

### 搬送波パルスの立上り時間とおり返し成分干渉との関係

立上り時間零の矩形波ベースバンドパルススペクトラムの  $\frac{2n+1}{2} \cdot \frac{1}{T}$  ごとにあるピーク値は

$$U_p(n) = \frac{\sin \omega \frac{T}{2}}{\omega} \left| = \frac{T}{2} \cdot \frac{\sin(2n+1) \frac{\pi}{2}}{(2n+1) \frac{\pi}{2}} \right. \quad (2A \cdot 1)$$

$$\omega = 2\pi \frac{(2n+1)}{2} \frac{1}{T}$$

一方、伝送帯域幅が  $0 \sim \frac{B_W}{2}$  (Hz) であるガウス形低域ろ波器の通過特性は

$$A(f) = \exp \left\{ -\alpha \left( \frac{f}{\frac{B_W}{2}} \right)^2 \right\} \quad (2A \cdot 2)$$

$$\alpha = \ln(\sqrt{2}) = 0.346573$$

であり、 $f = \frac{2n+1}{2} \cdot \frac{1}{T}$  ( $n=1, 2, 3, \dots$ ) などの通過特性は

$$A(n) = \exp \left\{ -\alpha \left( \frac{\frac{(2n+1)}{2} \cdot \frac{1}{T}}{\frac{B_W}{2}} \right)^2 \right\} = \exp \left\{ -\alpha \left( \frac{2n+1}{m} \right)^2 \right\}$$

$$m = B_W T \quad : \text{B T 積}$$

であるから、立上り時間零の矩形波がガウスフィルタを通過した後の  $f = \frac{2n+1}{2} \cdot \frac{1}{T}$  などの減衰量は ( $\tau/2$  規格化)

$$\begin{aligned} V_p(n) &= \frac{1}{\frac{\pi}{2} \cdot (2n+1)} \cdot \exp \left\{ -\alpha \left( \frac{2n+1}{m} \right)^2 \right\} \\ &= 20 \log \left[ \frac{1}{\frac{\pi}{2} \cdot (2n+1)} \exp \left\{ -\alpha \left( \frac{2n+1}{m} \right)^2 \right\} \right] \text{ (dB)} \end{aligned}$$

さらに、 $x = \frac{f}{f_r} = T f$  であらわし、 $V_p(n)$  のエンベロープをとると ( $x = \frac{2n+1}{2}$ )

$$V_p(x) = 20 \log \left\{ \frac{1}{\pi x} e^{-\alpha \left( \frac{2x}{m} \right)^2} \right\} \text{ (dB)} \quad (2A \cdot 4)$$

一方、立上り時間零の矩形波がガウスフィルタを通過した後の10%, 90%値立上り時間 $t_r$ と $BT$ 積 $m$ との間には

$$\left(\frac{t_r}{T}\right)_{m.} = 0.679249 \quad (2A \cdot 4)$$

の関係があるので、 $V_p(x)$ を立上り時間 $t_r$ であらわせば

$$V_p(x) = 20 \log \left\{ \frac{1}{\pi x} e^{-0.751167(2x \frac{t_r}{T})^2} \right\} \quad (\text{dB}) \quad (2A \cdot 5)$$

今、減衰量 $V_p(x)$ が $L_0$  (dB) と与えられたときの $\left(\frac{t_r}{T}\right)$ を求める式は、上式より

$$\frac{t_r}{T} = 0.195747 \cdot \frac{1}{x} \sqrt{L_0 - 20 \log \pi x} \quad (2A \cdot 6)$$

と与えられる。今、おり返し成分について考慮すると、規格化周波数 $x = x_0$ を搬送周波数とすると、伝送帯域の端点 $x_0 - \frac{1}{2}$ の点での干渉波が問題となる。その大きさは、(2A・5)式で $x = 2x_0 - \frac{1}{2} \equiv x_d$ に対する $V_p$ である。

したがって、搬送周波数 $f_0$ 、伝送クロック周波数 $f_r$ が与えられた場合、周波数 $f_0 - \frac{B_W}{2}$ 点でのおり返し成分による干渉波レベルが $L_0$ となるときの $\frac{t_r}{T}$ は

$$\frac{t_r}{T} = 0.195747 \cdot \frac{1}{x_d} \sqrt{L_0 - 20 \log \pi x_d} \quad (2A \cdot 7)$$

$$x_d = 2 \frac{f_0}{f_r} - \frac{1}{2} B_W T = 2 \frac{f_0}{f_r} - \frac{1}{2} b_W$$

で与えられる。但し、 $B_W$  (規格化した値 $b_W$ ) は伝送路の3 dB 低下帯域幅である。この式は干渉波レベルを $L_0$  以下とした場合、立上り時間は $\frac{t_r}{T}$  よりなまらせる必要があることを意味する。(2A・7)式は本文の式(2.9)に対応する。

## 附 録 2. B

### 高速ダイオード・スイッチ（AM変調器）の試作・実験

位相変調器の基本となるものはダイオード・スイッチである。位相変調器の変調速度の目安を得、また高速化のための設計基本指針を得るため、ストリップライン回路によりダイオード・スイッチの実験を行なった。

図2 B・1に回路構成を示すこの回路の特徴は2.3節で論じているように、入力側ならびに出力側に分波回路をもうけている点である。<sup>(25)</sup>

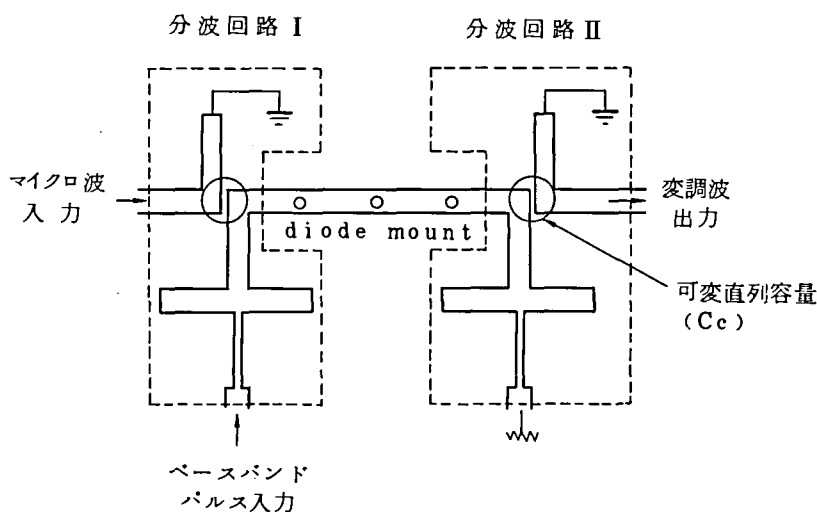
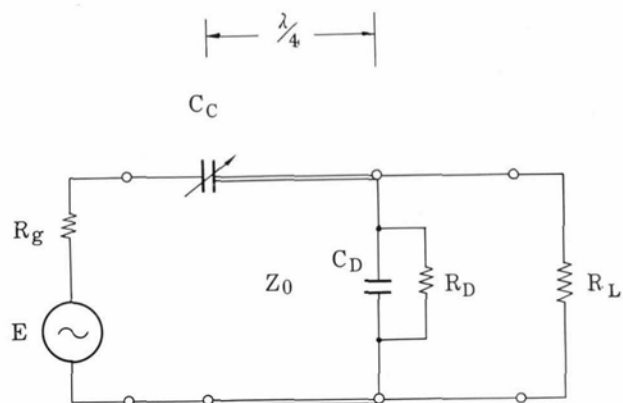


図2 B・1 高速ダイオードスイッチ回路

従来は入力側に低域ろ波器、出力側に帯域ろ波器とする構成が一般的であった。<sup>(10)</sup> このような構成により、ダイオード部で生じたすべての波が多重反射することなくすべて外部回路へ送出されるので、エコー発生などの少ない波形特性に優れた変調波が得られることとなる。

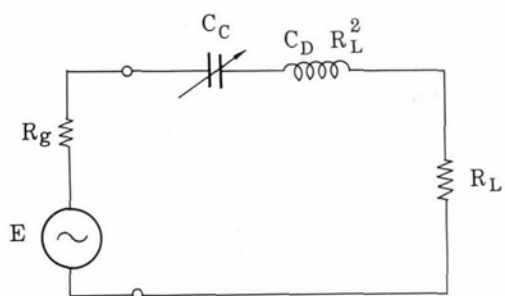
また、本回路ではダイオードの並列容量を打ち消すために、ダイオード位置より $\lambda/4$ はなれた位置に直列の $C_c$ を配することにより、図2 B・2に示すように、ダイオードの並列容量 $C_D$ を打ち消すようにした。但し、 $C_D$ そのものが大きな値であると、これを打ち消すことが出来ても、この直列共振回路が狭帯域なものとなるので、変調波の立上り時間に影響を与える。したがって $C_D$ はできるだけ小さい値が望ましい。ダイオードとして2種類のショットキバリアダイオード(D5506B( $C_D = 0.38 \text{ pF}$ ), V337( $C_D = 0.59 \text{ pF}$ ))ならびにシルバーストランドダイオード(PN接合)を用いてスイッチング特性を測定した。その結果を本文表2.2に、

波形の 1 例を図 2 B . 3 に示す。



ただし  $Z_0 = R_L = R_g$  とする。

(a) ダイオードスイッチ等価回路



(b) (a) の等価回路表示

図 2 B . 2 直列可変容量による整合

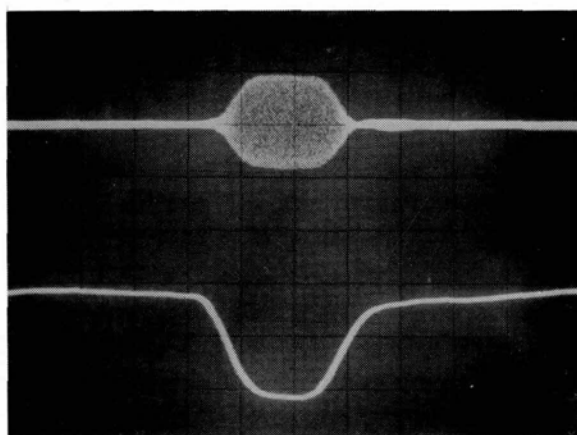


図 2 B . 3 変調波出力波形

( 上 : 変調波出力 )

( 下 : 変調ベースバンドパルス )

( 横軸 1 ns / div )

## 附 録 2 . C

### 通過形位相変調器の高速化の提案と実験

2.4.4 項では，径路差切換により，400MB で動作する 4GHz 帯 4 相位相変調器について詳細に論じた。ところで，ここに用いた径路差切換変調器では，Si ショットキ・バリア・ダイオードを用いており，その入損失を小さくするためバイアス回路を必要とした。GaAs ショットキ・バリア・ダイオードを用いると，GaAs ダイオードの有利性が活用でき，ダイオードを 2 個用いて非導通側の経路を電氣的に切離すことにより，変調速度に対する制約を少なくする回路構成を採ることができる。すなわち，GaAs ダイオードを用いた場合の特長として，

- (1) Si ショットキ・バリア・ダイオードは図 2C.1 (a) に示すように立上り点電圧が約 0.4 V であるため，十数 dBm の入力搬送波を用いる場合には，どちらか一方のダイオードに負バイアスをかけ，ダイオード導通による変調損失を小さくする必要がある。一方 GaAs ダイオードでは立上り電圧（約 0.8 V，Si の場合の約 2 倍）が大きいので，負バイアスをかけなくとも損失の増加は少なく，バイアス回路を設ける必要がない。

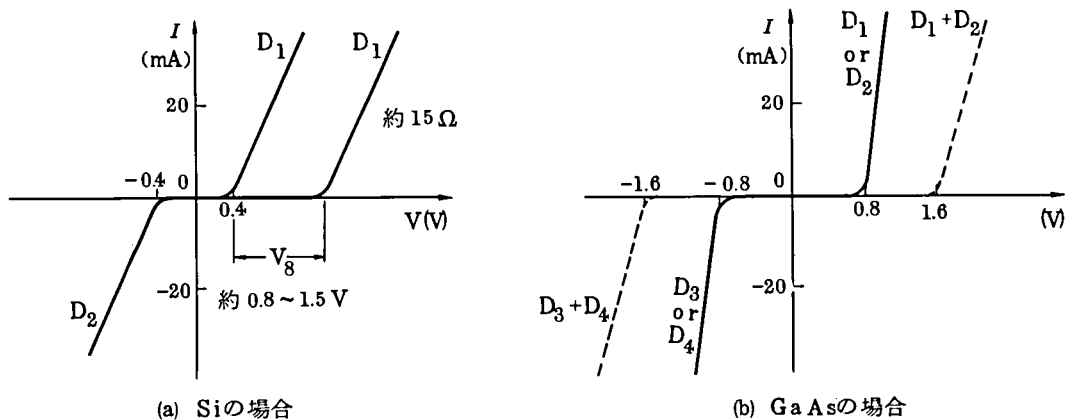


図 2 C . 1     ダイオード対の静特性

- (2) バイアス電圧を必要としない場合には，図 2C.2 の Si ダイオードを用いる場合と異なり，図 2C.3 に示すように 2 つの径路の両端点にダイオードを置く構成をとることも可能となる。同図の場合には第 2.4.3 項で論じた場合と異なり，変調器通過損失を最小とするため  $\varphi$  として  $0.8\lambda$  でなく，零とすることも可能であるので，有限な余剰線路  $\varphi$  が存在する回路に比し，より高速化がはかられることとなる。

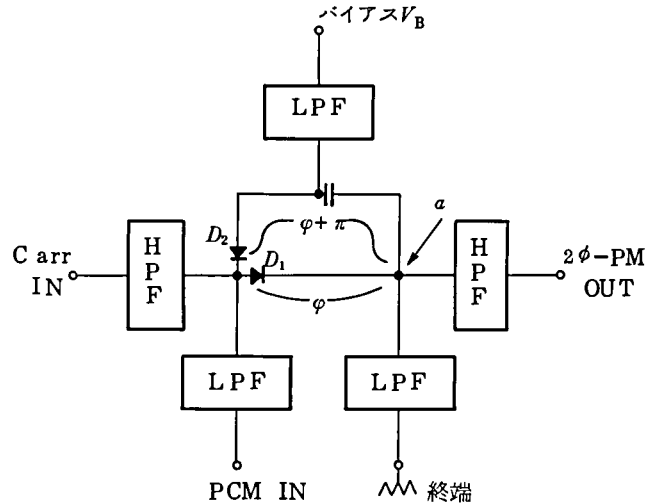


図 2 C . 2     2 相位相変調器基本構成 ( I )

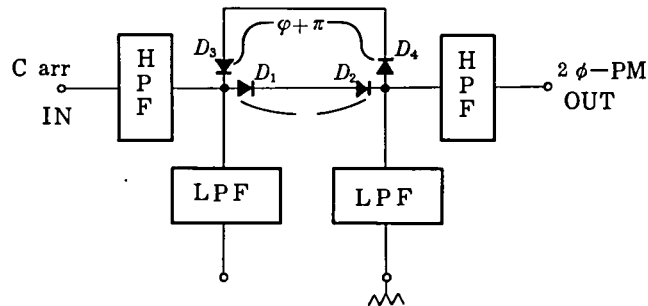


図 2 C . 3     2 相位相変調器基本構成 ( II )

(3) 図 2 C . 1 に示すように、ダイオードの接線抵抗が小さい ( 約  $5 \Omega$  , Si の場合の約  $1/3$  ) ことからダイオードを 2 個直列に接続しても、ダイオードによる損失の増加は少ない。また、接合容量も半分となるので図 2. 2 5 に示したように、これによる損失が小さくなる。もし、ある線路長を介して直列接続すれば容量  $C_D$  の影響を打消すことができる。などの諸点をあげることができる。

これらの特長を考慮して、GaAs ダイオードを用いた通過形位相変調器の設計・試作を行ない高速化の実験を試みた。

図 2 C . 4 に 4 GHz 帯で試作した  $0 \sim \pi/2$  相位相変調器のパターンを示す。この回路はトリプレート構成のストリップライン回路を採用している。使用したダイオードは、超小形のリボン形パッケージ ( 約  $1.2 \times 1.2 \phi \text{ mm}$  ) に納まった GaAs ショットキ・バリア・ダイオード V 5 8 4 である。

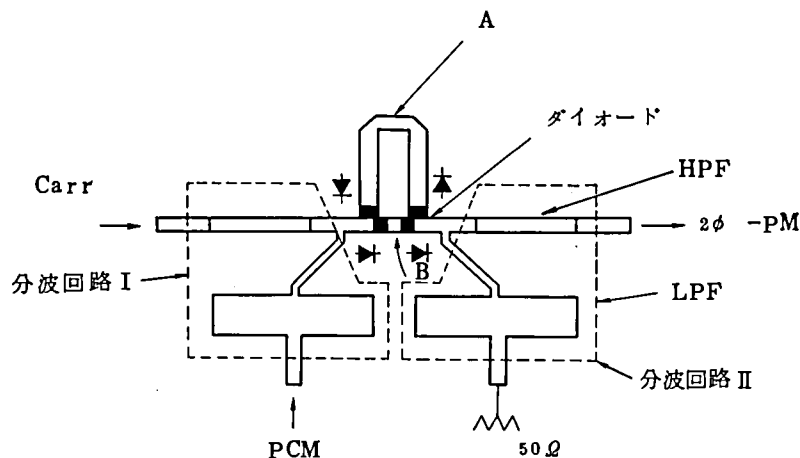


図 2C.4 回路パターンの一例 1/16 インチポリガイド基板使用

図 2C.4 において, Carr 端子からの入力搬送波はダイオード(黒くハッチした部分)によって経路 A 又は B に切分けられ, その径路長差 ( $\lambda/2$ ) により 0 相あるいは  $\pi$  相の変調波が得られる。

ここで, HPF は  $\lambda/2$  結合形 2 段帯域通過フィルタであり,  $50\Omega$  線路に約  $1.2 \times \lambda/4$  (約 15 mm) の間隔で 0.2 mm のスリットを入れ上に薄い誘電体(テフロンシート, 0.05 mm 厚)を介して導体を置く構成とし必要な容量を得ている。

LPF は  $\lambda/4$  長の分布定数回路で構成した L, C 2 段形の低域フィルタであり, そのシャ断周波数は約 1.2 GHz である (LPF による立上り劣化約 0.37 ns)。

この HPF ならびに LPF により 2.3 節で述べた分波回路を構成している。

なお, ベースバンドパルスは PCM 端子から印加され, 2 個のダイオードを通過した後  $50\Omega$  の終端器で終端される。これは 2.4.3 項で述べた設計方針(分波回路を用いる)に従がいベースバンドパルス, 搬送パルスによる変調波へのエコーの影響を小さくする回路構成を採っている。

変調損失は 1.5 dB 以下で  $\pm 20$  mA 以上の直流変位においては, 位相変化はほとんどなく, ほぼ完全な 0 相および  $\pi$  相の位相変化が得られた。<sup>(17)(41)</sup>

この他, 位相および振幅変化の軌跡がスミスチャートのほぼ縦軸にそって変化していることが観測されこのことからこの変調器による直交成分の発生量はきわめて小さいと考えてよい。<sup>(17)</sup>

図 2C.5 にパルス特性の一例を示す。同図から明らかなように変調波の立上り, 立下り時間はおおよそ 350 ps および 450 ps であり, Si を用いた場合より立上り時間を約半分改善することができた。なお, 用いたパルス発生器の立上り時間は 300 ps である。

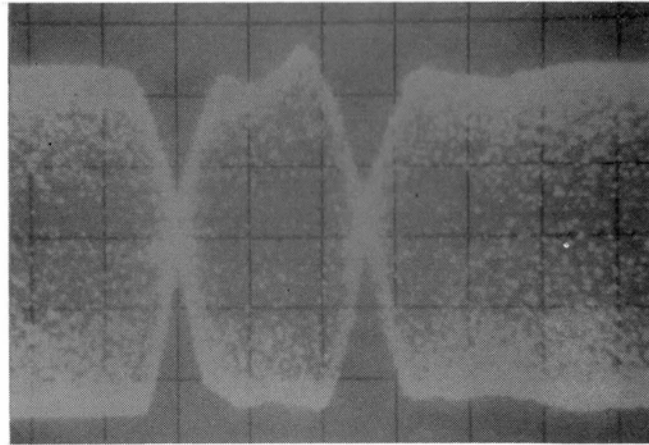


図 2 C . 5 パルス特性の一例 横軸 500ps/div

波形歪の原因のひとつに，ダイオード・スイッチ特有のスナップオフ効果（ダイオードが ON 状態から OFF 状態に切りかわるとき鋭いパルスが発生する。）による波形ひずみがある。この場合には波形は上下非対称となるが，この変調器ではあまり観測されなかった。

以上，通過形位相変調器に GaAs ショットキ・バリア・ダイオードを用いて，直交成分の発生量が少ない，低損失（変調損失 1.5 dB，入力 +13 dBm）でかつ高速度（立上り，立下り時間 350 ps～450 ps）の変調波を得ることができ，Si を用いた場合よりも立上り時間をさらに改善することができた。

表 2 C . 1 に，第 2. 4. 3 項で述べた Si を用いた場合との比較を示した。

表 2 C . 1 Si および GaAs ショットキ・バリア・ダイオードを用いた場合の実験値の比較

回 路 構 成	図 2 C . 2	図 2 C . 3
ダ イ オード	Si	GaAs
立上り，立下り時間	600 および 700 pS	350 および 450 pS
変 調 損 失	1.4 dB	1.5 dB
バ イ ア ス 回 路	要：-1.8 V	不 要

測定条件：周波数 4GHz

入力レベル +13 dBm

ベースバンドパルス  $\pm 2 \text{ V} (\pm 40 \text{ mA})$

なお，この回路はほぼ 800 MB 程度の符号速度でも動作可能であると考える。



## 附 録 2. D 位 相 お よ び 振 幅 微 調 器

4 相 P S K 波の位相角度誤差および振幅偏差を小さくするために，小形・低損失の位相および振幅微調器があれば有効である。そこで，これらについて新たに検討を行ない空心トリプレート構成を用いた低損失，低 V S W R の回路を実現した。

位相微調器は図 2 D . 1 に示すように空心ストリップラインに誘電体 ( テフロン  $\epsilon_r = 2.05$  ) をそう入することにより伝はん波に波長短縮が生じることを利用したもので，誘電体板の形として， $\lambda/4$  の変成器をそなえ低 V S W R 化をはかったものなど各種のものを考案したが，ここでは，その幅を約  $\lambda/2$  とすることにより帯域内で低 V S W R となるよう設計したものをを用いた。(38)

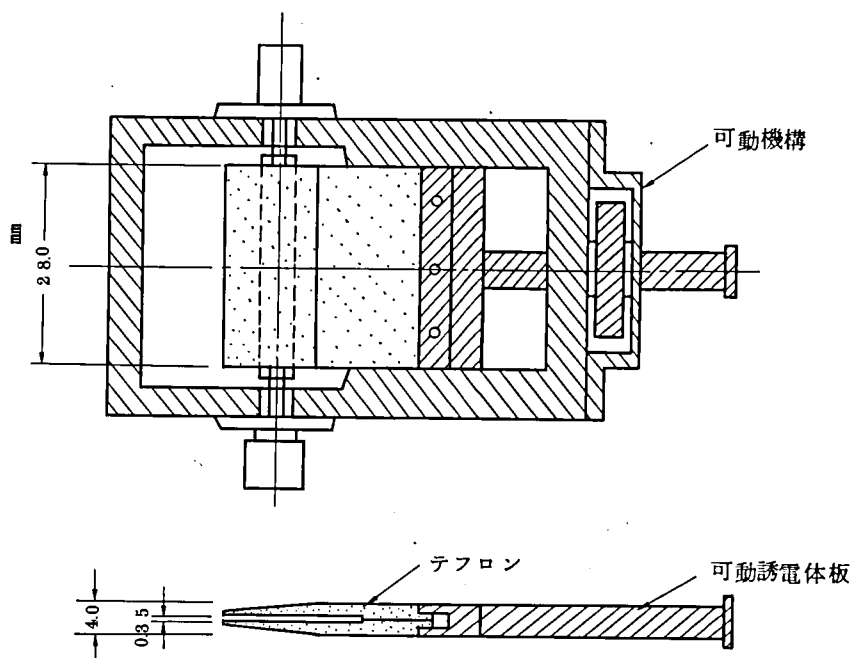


図 2 D . 1 位 相 微 調 回 路 構 成 図

図 2 D . 2 はこの微調器の特性を示しているが 3.5 ~ 4.5 GHz の帯域内において V S W R 1.3 以下，そう入損失 0.23 dB 以下であり，4 GHz における移相量は  $42^\circ$  という値を得た。この値は 4 相変調器の位相微調器に用いるには十分な変化量である。なお，4 相遅延検波回路にも位相微調器は必要であり，この場合には約  $60^\circ$  位相変化を必要とする。そこで，誘電体としてフェノール樹脂を用いることにより，同図に点線で示すように満足すべき特性のものを

得ることができた。

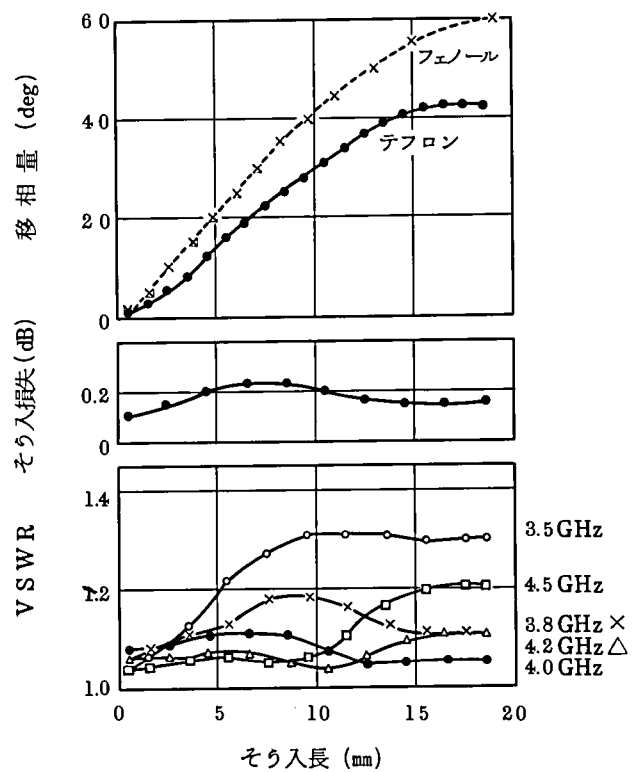


図 2 D. 2 位相微調器の特性

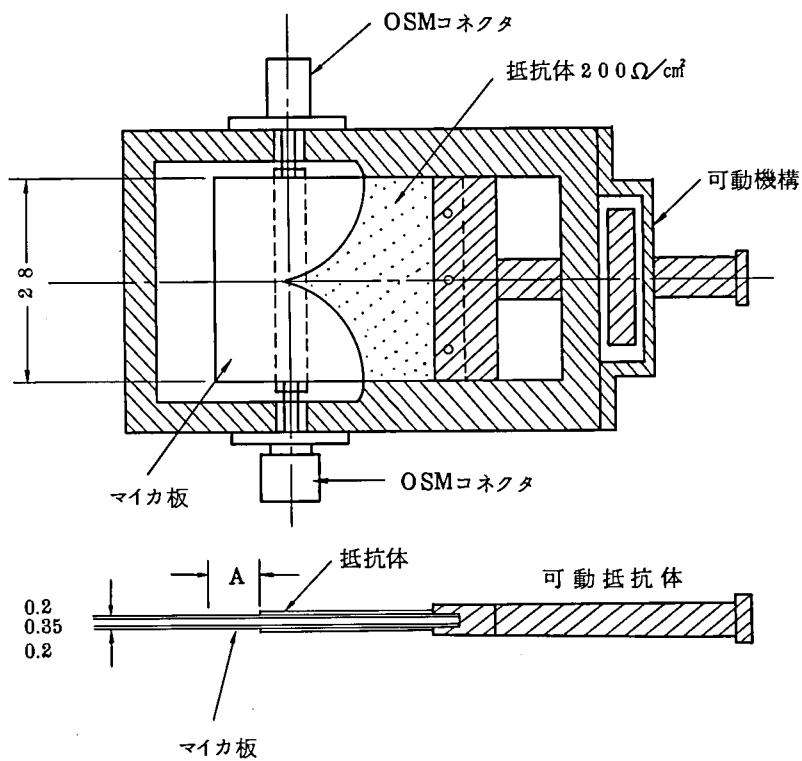


図 2 D. 3 振幅微調回路構成図

振幅微調器は図2 D. 3に示すように、マイクロ波吸収抵抗体を蒸着した薄い誘電体板をストリップライン近くに設置することにより、ラインのフリンジング効果によって伝はん波の減衰を得ようとするものである。図2 D. 4 に図2 D. 3 のパターンのようにNi Cr を蒸着した抵抗体を用いた場合の特性を示す。

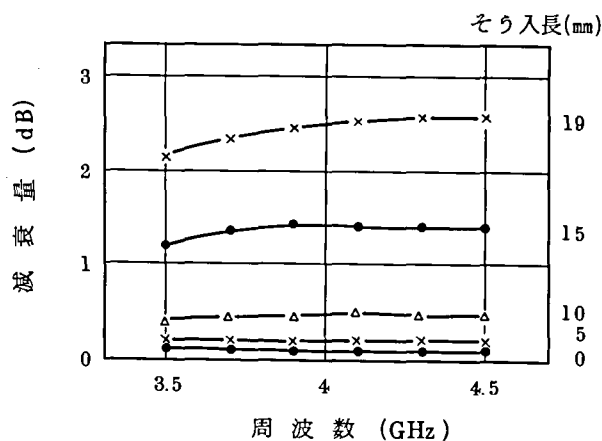


図2 D. 4 振幅微調器周波数特性

ただし、抵抗率は $200\Omega/cm$ である。この結果、周波数帯域3.5～4.5 GHzにおいてそう入損失0.2 dB以下、VSWR 1.23以下、減衰変化範囲0.2～4.2 dBという良好な特性を得た。外形寸法に関しては位相微調器との入換えが可能のように、まったく同じ形状に設計している。

これらの回路の開発によって、4相PSK波の位相角度誤差ならびに振幅偏差を仕様条件以内に十分小さくすることができた。

## 附 録 4. A

### 差動ASK方式符号誤り率特性算出近似式の導出と誤差評価

比較的せまい帯域制限(中心周波数 $f_c$ )をうけた雑音の振幅位相分布の確立密度関数は中心周波数を基準にすると,

$$q(\rho, \phi) = \frac{\rho}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}} \quad (4A.1)$$

となる。ここで、 $\rho$ は振幅、 $\phi$ は位相をあらわす。また $\sigma^2$ は分散である。いま振幅分布のみを考えるなら

$$q_1(\rho) = \int_0^{2\pi} q(\rho, \phi) d\phi = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\frac{\rho^2}{2\sigma^2}} \quad (4A.2)$$

となる。これはRayleigh分布として知られている。

式(4A.2)は、AMパルス列において、スペースのとき(符号間干渉はゼロであるとして)の振幅分布に相当するので、これをマークと誤る確率 $P_{II}$ は

$$P_{II} = \int_{\rho_0}^{\infty} q_1(\rho) d\rho = e^{-\frac{\rho_0^2}{2\sigma^2}} \quad (4A.3)$$

とあらわされる。ここで $\rho_0$ は、スライスレベルである。

つぎに、振幅 $A$ 、周波数 $f_c$ の搬送波に、やはり式(4A.1)のような、帯域制限された雑音が重畳されている場合の振幅分布の確率密度関数は

$$q_A(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} I_0\left(\frac{A\rho}{\sigma^2}\right) e^{-\frac{(\rho^2 + A^2)}{2\sigma^2}} \quad (4A.4)$$

で与えられる。<sup>(32)</sup>

ここで、 $I_0(x)$ は0次の変形ベッセル関数である。式(4A.4)においては、 $A$ と $\sigma$ との比が問題なのであって、 $A$ そのものの大きさは問題ではないから、これを1におく。またこの式はマークのときの振幅分布をあらわしているから、マークをスペースに誤る確率は

$$P_I = \int_0^{\rho_0} q_A(\rho) d\rho = \int_0^{\rho_0} \frac{\rho}{\sigma^2} I_0\left(\frac{\rho}{\sigma^2}\right) e^{-\frac{\rho^2 + 1}{2\sigma^2}} d\rho \quad (4A.5)$$

となる。

積分

この式はやはり変形ベッセル関数の被積分関数の形となっているので数値計算が困難である。ところで $C/N$ が13dB以上の場合には、被積分関数のうちの $I_0(x)$ は $\rho$ がゼロ近傍でなけれ

ば十分大きな値となるので、その漸近展開式を使うことが可能である。すなわち

$$I_0(z) \cong \frac{\rho^2}{\sqrt{2\pi}z} \left\{ 1 + \frac{1}{1!(8z)} + \frac{1^2 \cdot 3^2}{2!(8z)^2} + \dots \right\} \quad (4A.6)$$

であるから、式(4A.5)は

$$P_I = \frac{1}{\sqrt{\pi w}} \cdot \int_0^{x_0} \sqrt{x} \cdot e^{-(w-x)^2} dx \quad (4A.7)$$

となる。ただし、 $w = (1/\sqrt{2})/\sigma$ 、 $w^2 = I/2\sigma = R(C/N, \text{本文参照})$ 、 $x = wp$ 、 $x_0 = w\rho_0$ である。式(4A.7)の被積分関数は、 $x = x_0$ 近傍でのみ有意な値を持ち、その積分 $P_I$ の値も、積分の上限付近で決まってしまう。したがって、被積分関数の中の $\sqrt{x}$ を、 $x = x_0$ を通り、その点で $\sqrt{x}$ と同じ接線を持つ1次式に近似して積分を行なうと、

$$P_I \cong \frac{1}{\sqrt{\pi w}} \cdot \int_0^{x_0} \frac{1}{2\sqrt{x_0}} (x+x_0) \cdot e^{-(w-x)^2} dx \quad (4A.8)$$

$$= \frac{1}{2w\sqrt{\rho_0}} \left[ w(1+\rho_0)\Phi(y) - \frac{1}{2\sqrt{\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} \right] - A_1 \quad (4A.9)$$

となる。

ただし、 $y = \sqrt{2w}(1-\rho_0)$ である。

ここで、 $A_1$ は $e^{-w^2}$ のオーダーであり、他の項と比べ小さいので省略すると、式(4A.5)は、つぎの近似式によって計算できる。すなわち

$$P_I \cong \frac{1}{2w\sqrt{\rho_0}} \left[ w(1+\rho_0)\Phi(y) - \frac{1}{2\sqrt{\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} \right] \equiv P_I' \quad (4A.10)$$

となる。

式(4A.10)はかなりよい近似式である。符号誤り率が $10^{-3}$ 以下の場合には、さらに簡単な近似式を用いて、非常に精度よく計算できる。すなわち式(4A.7)で積分 $P_I$ の値が被積分関数の $x_0$ 近傍での値でほとんど決ってしまうことを考慮すれば、式(4A.7)を

$$P_I \cong \frac{\sqrt{x_0}}{\sqrt{\pi w}} \int_0^{x_0} e^{-(w-x)^2} dx \quad (4A.11)$$

のように近似でき、結局つぎの近似式を得る。

$$P_I'' \cong \sqrt{\rho_0} \Phi(y) \quad (4A.12)$$

ここで $y = \sqrt{2R}(1-\rho_0)$ である。式(4A.12)の誤差関数 $\Phi(y)$ を漸近展開すれば、第3

番目の近似式を得る。すなわち

$$P_1 \cong \sqrt{\rho_0} \cdot \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{e^{-(w-x_0)^2}}{w-x_0} \equiv P_1''' \quad (4A.13)$$

式(4A.13)は文献(33)と一致する。本報告では2番目の近似式(4A.12)を用いることとした。本文中の式(4.6)がこれである。

近似式(4A.10), 式(4A.12), 式(4A.13)では, 誤り率が小さくなればなるほど誤差は小さくなる。一例として,  $w = \sqrt{R} = 4$ ,  $\rho_0 = 0.5$  の場合の3つの近似式の誤差を評価しておく。 $w=4$ はC/Nの12dB( $w^2=16$ )に相当する。原式(4A.5)を, シンプソンの公式により数値積分した値と, 式(4A.10), 式(4A.12)および式(4A.13)により計算した値を表4A.1に示す。

表4A.1 各近似式の誤差の一例

		$w=4(12\text{dB})$ $\rho_0=0.5$ の値	*の値との相対差 (%)
原 式 (4A.5)	シンプソン 6 区分	* $1.57830 \times 10^{-3}$	—
	シンプソン 4 区分	$1.58000 \times 10^{-3}$	+ 0.11 %
式(4A.10)		$1.558 \times 10^{-3}$	+ 1.3 %
式(4A.12)		$1.65 \times 10^{-3}$	+ 4.6 %
式(4A.13)		$1.827 \times 10^{-3}$	+15.7 %

C/N 対誤り率特性評価には, 有効数字が2けたでよいから, 表4A.1 より式(4A.12)を用いてもその誤差は十分小さいことがわかる。

つぎに, 符号間干渉が存在する場合の計算式について述べる。符号間干渉があるときのマーク時の信号の大きさは, 片側からのみ, 干渉を受ける場合には,  $(1-\rho_T)$ , 両側から受ける場合には  $(1-2\rho_T)$  となるから, これをあらためて, 信号レベルと考えればよい。したがって, マークをスペースと誤る確立の計算においては, 式4A.9で $w$ を

$$w' = w(1-\rho_T) \quad (4A.14)$$

あるいは

$$w'' = w(1-2\rho_T) \quad (4A.15)$$

とし, スライスレベル  $\rho_0$  を

$$\rho_0' = \frac{\rho_0}{1-\rho_T} \quad (4A.16)$$

あるいは、

$$\rho_0'' = \frac{\rho_0}{1 - 2\rho_T} \quad (4A.17)$$

とおきかえれば、式(4A.12)を、そのまま用いることができる。本文の式(4.13)および式(4.14)がそれに相当する。符号干渉があるときの、スペースをマークと誤る確率の計算においては、スペースのときの振幅分布の式は、式(4A.2)ではなく、式(4A.4)で信号振幅を $\rho_T$ におきかえた式を用いなければならない。したがって、スペースをマークに誤る確率は、片側からのみ符号間干渉を受ける場合には

$$P_3 = \int_{\rho_0}^{\infty} \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\frac{\rho_T^2 + \rho^2}{2\sigma^2}} \cdot I_0\left(\frac{\rho_T \rho}{\sigma^2}\right) d\rho \quad (A.18)$$

となる。

ここで、被積分関数は、 $\rho_0$ のごく近傍でのみ意味をもち、したがってまた、積分の値も、積分の下限付近で決定してしまうことを考慮して、式(4A.11)を導いたときと同じ方法で計算しやすい形に近似式を導出すれば、

$$P_3 = \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_T}} \phi(\eta') \quad (4A.19)$$

$$\eta' = \sqrt{2w}(\rho_0 - \rho_T) \quad (4A.20)$$

となる。これが本文の式(4.15)である。

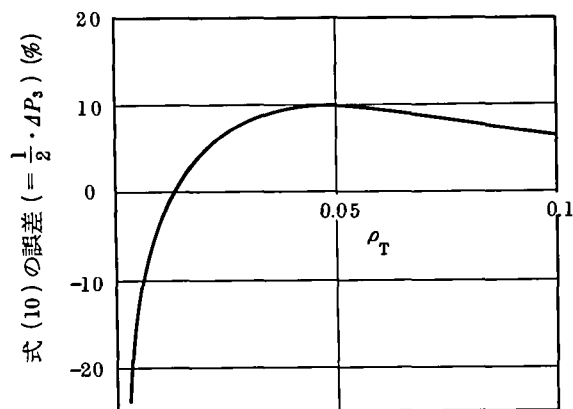
また、符号間干渉を両側から受ける場合には式4A.19の $\rho_T$ を( $2\rho_T$ )におきかえたものとなる。それが式(4.16)である。

式(4.15)ならびに式(4.16)は $\rho_T = 0$ なる場合には成立しないが、以下に示すように、 $\rho_T = 0.01$ 以上では、式4.15ならびに、式4.16を用いて符号誤り率を計算する式4.10の誤差は小さい。

すなわち、誤差が大きいと考えられる、誤り率 $10^{-3}$ 近傍で、原式

$$P_{3\text{orig}} = \int_{\rho_0 w}^{\infty} (2x) e^{-\{(w\rho_T)^2 + x^2\}} I_0(2\rho_T w x) dx \quad (4A.21)$$

を用いて、本文中の式(4.10)を計算した場合と、近似式(4A.19)を用いて同式を計算した場合との差を比較したものが図4A.1である。同図のたて軸は、近似式(4A.19)( $P_3$ )と、原式(4A.21)( $P_{3\text{orig}}$ )との差 $\Delta P_3$ の半分を目盛っている。これは誤り率を計算する式4.10において、誤差 $\Delta P_3$ は、式4.10全体の半分の寄与であるからである。



$$\text{近似式: } P_3 = \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_T}} \phi(y), \quad y = \sqrt{2} w (\rho_0 - \rho_T)$$

$$\begin{aligned} \text{原式: } P_{3\text{orig}} &= \int_{\rho_0 w}^{\infty} (2x) e^{-\{(w\rho_T)^2 + x^2\}} \\ &\quad \times I_0(2\rho_T w x) dx \end{aligned}$$

$$\Delta P_3 = P_{3\text{orig}} - P_3$$

図 4 A . 1 式 4.10 の誤差 (誤り率  $10^{-3}$  近傍)

$$\rho_0 = 0.5$$

すなわち、ほぼ  $1/2 \Delta P_3$  が式 4.10 の誤差と考えてよい。同図からわかるように、 $\rho_T \sim 0$  となると、分母の  $\rho_T$  が大きく影響して誤差が急に増大するが、 $\rho_T > 0.01$  では誤差は 10 % 以下であり、C/N 対誤り率特性曲線上への修正はきわめてわずかなものとなる。だから、原式 (4 A. 21) のかわりに近似式 (4 A. 19) を用いてもよく、それらを用いた式 (4.10) の誤差は小さいといえる。



## 附 録 4. B

### 遅延検波方式符号誤り率計算式について

検波器 # 2° の出力は本文式 (4.26) から

$$d_0 = k(x_1 x_2 + y_1 y_2) \quad (4B.1)$$

で表わされる。今、 $(x_1, y_1)$  は平均値  $(c_1, s_1)$  の正規分布となり、 $(x_2, y_2)$  は平均値  $(c_2, s_2)$  の正規分布となるので、 $x_1, y_1, x_2, y_2$  が互に独立であるものとする。  $(x_1, y_1)$  で且つ  $(x_2, y_2)$  であることを見出す確立密度関数  $q(x_1, y_1, x_2, y_2 | \sigma)$  は

$$q(x_1, y_1, x_2, y_2 | \sigma) = \frac{1}{2\pi^2 \sigma^4} \times \exp \left\{ -\frac{(x_1 - c_1)^2 + (y_1 - s_1)^2 + (x_2 - c_2)^2 + (y_2 - s_2)^2}{2\sigma^2} \right\} \quad (4B.2)$$

今、 $x_1, y_1$  を個定した場合の条件付確率密度関数  $q(d_0 | x_1, y_1)$  は、式 (4B.1) で正規分布をなす変数の和であるから、

$$q(d_0 | x_1, y_1) = \frac{1}{\rho \sqrt{2\pi} \sqrt{x_1^2 + y_1^2}} e^{-\frac{(d_0 - x_1 c_2 - y_1 s_2)^2}{2\sigma^2(x_1^2 + y_1^2)}} \quad (4B.3)$$

したがって、実際に  $d_0$  を見出す確率は

$$\begin{aligned} P(d_0) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} q_1(x_1, y_1) q(d_0 | x_1, y_1) dx_1 dy_1 \\ &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(x_1 - c_1)^2 + (y_1 - s_1)^2}{2\sigma^2}} \times \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi} \sqrt{x_1^2 + y_1^2}} e^{-\frac{(d_0 - x_1 c_2 - y_1 s_2)^2}{2\sigma^2(x_1^2 + y_1^2)}} dx_1 dy_1 \end{aligned} \quad (4B.4)$$

次に、 $d_0 < D$  なる累積分布関数は

$$F(D) = \frac{1}{(2\pi)^{3/2} \sigma^3} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(x_1 - c_1)^2 + (y_1 - s_1)^2}{2\sigma^2}} \times \frac{1}{\sqrt{x_1^2 + y_1^2}} \int_{-\infty}^D e^{-\frac{(d_0 - x_1 c_2 - y_1 s_2)^2}{2\sigma^2(x_1^2 + y_1^2)}} dd_0 \quad d d_0$$

$$= \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(x_1 - C_1)^2 + (y_1 - S_1)^2}{2\sigma^2}} \times \phi \left\{ \frac{D - x_1 C_2 - y_1 S_2}{\sigma \sqrt{x_1^2 + y_1^2}} \right\} dx_1 dy_1$$

( 4 B . 5 )

これが本文の式 ( 4 . 2 8 ) である。

## 附 録 5. A

### C/N劣化量推定に対する補正項 $k_E$ について

5.2.1項で述べた手順によるC/N劣化の算出では、 $e_{EFF}$ の求め方において、最悪ケースのアイオープニングについて評価したこととなる。すなわち、種々のパルスパターンに対して平均誤り率 $\Pi_e$ を推定するためには、誤り率 $\Pi_e$ は式(5.1)に示したように $e_{EFF}$ で決定される誤り率 $P_e(e_{EFF})$ に対し、各種パターンを考えた場合 $e_{EFF}$ が出現する確立 $p(e_{EFF})$ を掛けたものでなければならない。すなわち

$$\Pi_e = p(e_{EFF}) \cdot P_e(e_{EFF}) \quad (5A.1)$$

帯域制限による符号間干渉については、関数 $f(e)$ (図5.6)を求める過程ですでに取込まれているので $P_e(e_{EFF})$ の中に含まれているものと考えてよい。また、 $\rho_{TE}$ については、ランダムプロセスのものの総和として代表させた量であり平均したものである。パルスパターンにより大きな影響を受けるものとして変調位相誤差( $\Delta\theta_{ME}$ )・タイミング時点変位( $\theta$ )・識別レベルの変位( $\Delta e_T$ )が考えられる。

$\theta$ ならびに $\Delta e_T$ の存在により識別点がアイパターンの中心よりもかたよった点に位置するため、すべてのパターンに対して等しい誤り率を与えない。実際のアイパターンは複雑なものであるが、いくつかの検波出力をまとめて1つのものに代表させるようにして、少し単純化すると、およそ図5A.1のようにあらわすことができる。

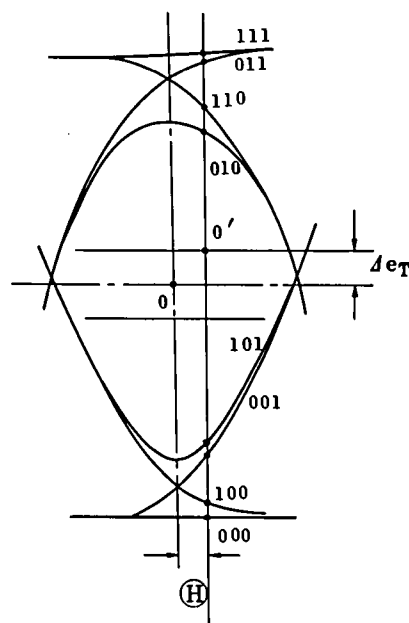


図 5 A . 1

ここで偏位した識別点(0')に対してはパターン[0, 1, 0]が復調される場合が他の8つの場合に比し極端にしきい値に接近するので、誤り率特性として、この場合の $e_{EFF}$ で代表させ、平均誤り率 $\Pi_e$ は

$$\Pi_e = p(e_{EFF}) \cdot P_e(e_{EFF}) = \frac{1}{8} P_e(e_{EFF})$$

とあらわすことができる。但し、 $p(e_{EFF})$ は識別点までの距離が最短の $e_{EFF}$ となる確率(パターン0, 1, 0の出た確率)である。

## 第 1 章 参 考 文 献

- ( 1 ) 小口ほか：“ミリ波通信方式の研究”，電気通信研究所研究発表会論文集第 8 号，  
1963. 12
- ( 2 ) 野田ほか：電気通信研究所ミリメートル波シンポジウム講演論文集 1968. 10
- ( 3 ) 野田ほか：“ミリメートル波 PCM-AM 中継実験装置の設計と動作特性”，研実報  
〔18〕，11 p. 3007, 1969. 11
- ( 4 ) 野田：“4 相 PSK を用いるミリメートル波伝送方式の研究”，研実報〔21〕，5，  
p. 779, 1972. 05
- ( 5 ) 宮内：“ミリメートル波導波管伝送方式の研究実用化”，研実報〔23〕，11，p.  
2193, 1974. 11
- ( 6 ) 熊谷，鳥山：“茨城導波管実験線路”，研実報〔22〕，5，p. 1227, 1973. 05
- ( 7 ) 島田：“ミリ波および準ミリ波分波器〔I〕”信学誌〔56〕，6，p. 809, 1973.  
06，ならびに島田：“ミリ波および準ミリ波分波器〔II〕”，信学誌〔56〕，7，p.  
942, 1973. 07
- ( 8 ) 佐藤，藤本，鈴木：“ミリメートル波用 GaAs ダイオード，研実報〔23〕，11，  
p. 2553, 1974. 11，ならびに鈴木：“ミリメートル波 Si インパットダイオード，”  
同上，p. 2573.
- ( 9 ) 赤池，冠，加藤，檜山：“ミリメートル波固体電子回路”，研実報〔23〕，11，p.  
2493, 1974. 11
- (10) 寿司，山口，種谷，二瓶：“銅管管路防護工法による導波管線路”，研実報〔22〕，  
5，p. 1231, 1973. 05
- (11) P. B. Jensen, et al : “WT4 System”, Conference Record, 1976  
Intern. Conf. on Comm, p. 11-1. 1976. 06
- (12) W. D. Warters : “The WT4 Waveguide Transmission System, ”  
Intern. Conf. on Millimetric Waveguide Systems, p. 18. 1976. 11.
- (13) R. W. White, et al : “Recent British Work on Millimetric  
Waveguide Systems ”, IEEE Trans on Comm., COM-22, 9, p. 1378,  
1974. 09
- (14) P. Dupuis and M. Joindot ; “580 Mbit/s Millimetric Transmission  
over 15 km Trial Waveguide Link ”, Conf Proc. 4th European

Microw.Conference, p. 639, 1974. 09.

- (15) 宮内, 関, 石田, 赤池, 冠: “W-40G ミリメートル波導管伝送方式”〔総合報告〕”, 信学誌, [58], 12, p. 1301, 1975. 12
- (16) 宮内: “24 Gc 進行波管によるパルス発生実験”, 研実報 [10], 12, p. 2470, 1961. 12
- (17) 宮内: “24 Gc 帯におけるナノセコンドパルス発生・観測系”, 研実報, [11], 9, p. 1557, 1962. 09

## 第2章 参 考 文 献

- (1) 小口: “ミリ波”, 信学誌, [50], 10, p. 1820, 1967. 10.
- (2) 近藤: “ミリ波導波管線路の符号誤り率特性”, 信学論, [56-B], 2, p. 49, 1973. 02
- (3) 関: “高速パルス変調回路の速度限界” 昭47四学連大, 147, 1972. 10
- (4) 宮内, 関, 石田, 泉: “W-40Gミリメートル波導波管伝送方式”, 研実報 [23], 11, p. 2202, 1974. 11
- (5) 石田, 平山: “メアンダライン形遅延等化器の設計と特性”, 信学論 [53-B], 11, p. 679, 1970. 11
- (6) 喜田ほか: “シリコンを用いたシルバーストックダイオード” 昭37信学全大234, 1962, 11
- (7) R. V. Garver; “High-Speed Microwave Switching of Semiconductors -II” IRE Trans. MTT, [MTT-7], p. 272, 1959. 04
- (8) 第1章(17) (宮内: “24 Gc 帯におけるナノセコンドパルス発生・観測系”, 研実報, [11], 9, p. 1557, 1962. 09)
- (9) 宮内, 上田: “11 Gc 帯における超高速パルス再生中継実験” 信学誌 [46], 6, p. 806, 1963. 06
- (10) R.V.Garver, et al; “Filters for High-Speed Diode Modulators and Demodulators”, IEEE Trans MTT, [MTT-15], 7, p. 390, 1967. 07
- (11) 松尾: “4 Gc 帯パルス位相変調器”, 昭42信学全大, 488, 1967. 10

- (12) 柳本, 関, 宮内; “ストリップライン形 400Mb/s AMパルス変復調器”, 昭43 信学全大1260, 1968. 10
- (13) 関, 柳本; “400MB通過形4相位相変調回路の実験”, 昭44 四学連大2477, 1969. 03
- (14) 相沢ほか; “ミリ波PCM・PSK用変復調回路”, 昭44 信学全大533, 1969. 09
- (15) 山本, 石山; “超高速PCM4相位相変調器”, 昭44 四学連大1622, 1969. 03
- (16) 大森, 山本; “20GHz 高速4相位相変調器”, 昭45 四学連大2403, 1970. 04
- (17) 柳本, 関; “GaAsショットキ・バリア・ダイオードを用いたパルス変調器の動作特性”, 研実報, [20], 2, p. 486, 1971. 02.
- (18) W. J. Clemetson, et al; “An Experimental Mm-Wave Path Length Modulator”, B. S. T. J., [50], 9, p. 2917, 1971.
- (19) 泉, 大黒, 山田; “1.7GHz帯高速リング変調器”, マイクロ波研資, MW71-34, 1971. 06
- (20) H. J. Kuno, et al; “Millimeter-Wave Solid-State Exciter-Modulator-Amplifier Module for Gigabit Data-Rate”, 1972 GMTT Int'l Microw. 1972. 06
- (21) 宮内, 関, 大黒, 柳本; “ミリ波中継器用高速位相変調回路の比較”, 昭46 信学全大 669, 1971. 04
- (22) 関, 石尾, 鷲尾, 横山, 山下, “超高速搬送波パルス中継回路のIC化”, 昭48 四学連大 227, 1973. 10.
- (23) 関, 大黒, 柳本, 町田, “1.7GHz帯高速位相変調回路の比較” 信学会マイクロ波研資MW71-8, 1971. 05.
- (24) 関, 宮内, “400MB4相PSKミリ波中継装置変復調部の設計”, 信学会通信方式研資MW71-114, 1971. 12.
- (25) 宮内, 関, 柳本, 特許第710307号, 1967. 10 出願
- (26) 関, 柳本, “試作806Mb/s ミリ波中継器の変調部の構成と動作特性”, 昭45 信学全大, S. 9-18, 1975. 11

- (27) 関, 石尾, 柳本, “試作4相PSKミリメートル波中継装置の変復調回路”, 研実報  
〔21〕, 5, p. 835, 1972. 05
- (28) 関, 石尾, 鷺尾, 横山, 山下, “806 Mb/s 4相PSK伝送用試作変復調整”,  
信学会通信方式研資CS73-12, 1973. 05.
- (29) 石尾, 関, 鷺尾, 山下, “高速変復調回路”, 信学論〔58-B〕, 2, p. 68,  
1975. 02
- (30) 関, 室田, 宮内: 特願昭47-110950
- (31) 関, 室田, 横山, “4相位相変調器過渡位相特性の線形回路による等化”, 昭48  
信学全大 Ⅱ732, 1973. 04
- (32) 関, 室田, 横山, “4相位相変調器位相特性の線形回路による等化”, 通信方式研  
資CS72-52, 1972. 08
- (33) W. D. Warters, “A Phase Modulated PCM Repeater for Millimeter  
-Wave or Other RF Carrier Systems,” 1966 NEREM-RECORD, p.  
200, 1966.
- (34) W. R. Bennett and J. R. Davey: Data Transmission, Mc Graw-Hill,  
1965
- (35) 町田, 関 “1.5 GHz 帯高速変調回路”, 昭45四学連大 Ⅱ1455, 1970. 4
- (36) 町田, 関 “1.7 GHz 帯高速パルス変復調器の検討”, 昭45信学全大S, 9-  
20, 1970. 11.
- (37) K. Miyauchi, S. Seki and K. Yanagimoto, “Strip-Line High-Speed  
Switches and Modulators in the 4-GHz Region,” 1969 European  
Microwave Conference, p. 119, 1969. 09
- (38) 柳本, 関, 島田, “ストリップライン形位相・振幅微調回路”, 昭44信学全大  
Ⅱ458, 1969. 09
- (39) 関 “ $\pi/4$  シフト4相位相変調方式の一構成法”, 昭44四学連大 Ⅱ2478,  
1969. 03
- (40) 関, 宮内 “階段変調 $\pi/4$  シフトPSK方式の伝送特性”, 昭45四学連大 Ⅱ  
2401, 1970. 04
- (41) 柳本, 関 “GaAsショットキバリアダイオードを用いた位相変調回路” 昭45四  
学連大 Ⅱ1454, 1970. 04



- (42) W. M. Hubbard, et al ; "A Solid-State Regenerative Repeater for Guided Millimeter-Wave Communication System, B. S. T. J., [46], 9, p. 1977, 1967.
- (43) 山本, 小檜山: "実験用20GHz帯デジタル無線中継器の構成と総合特性", 研実報〔22〕, 7, p. 1771, 1973. 07
- (44) 宮内; 私信
- (45) 柳本, 大黒, 関 "高速位相変調回路の実験的検討", 昭46信学全大 №668, 1971. 04
- (46) 中村, 関 "1.6Gb/s 4相PSK変復調回路の実験的検討", マイクロ波研資MW 77-7, 1977. 04
- (47) 関, 石田, 赤池, 冠, 石尾, 山本; "W-40G方式ミリメートル波送受信装置" 研実報〔23〕, 11, p. 2273, 1974. 11
- (48) 町田, 吉田, 阿部, 金野, "400MB 4相PSK変復調に用いるIC化回路の検討" マイクロ波研資MW-71-79, 1971.
- (49) 岡本, 石田, 宮内 "近似零交叉形波形伝送系の設計と特性," 研実報〔21〕, 11, p. 2019, 1972. 11
- (50) 齊川, 博松, 洞井, 百々, "マイクロ波PSK変調器の過渡特性と, 符号誤り率について", マイクロ波研資MW 72-18, 1972.
- (51) 杉浦, "位相変調器の変調軌跡に関する一考察", 昭47信学全大 №771, 1972. 4
- (52) 中林, 関, "非同期変復調方式の実験的検討", 昭52信学全大 №1946, 1977. 03
- (53) K. Miyauchi, S. Seki, H. Ishio: "New Technique for Generating and Detecting Multilevel Signal Formats," IEEE Trans Comm., [COM-24], 2, p. 263, 1976. 02
- (54) 山田, 泉 "高速電流切換回路におけるパターン効果の一軽減法", 昭44信学全大 №1250, 1969. 09

### 第3章 参考文献

- (1) 第2章(4)(宮内, 関, 石田, 泉: “W-40Gミリメートル波導管伝送方式” 研実報〔23〕, 11, p. 2202, 1974. 11)
- (2) 第2章(24)(関, 宮内, “400MB4相PSKミリ波中継装置変復調部の設計,” 信学会通信方式研資MW71-114, 1971. 12.)
- (3) 関, 宮内 “ミリ波PCM用検波識別回路の動作特性”, 昭42信学全大161354, 1967. 10
- (4) 関 “ミリメートル波通信用検波識別回路の設計と動作特性”, 研実報, 〔18〕, 11, p. 3085, 1969. 11
- (5) 関, 石尾, “4GHz位相変調波の高速識別回路”, マクロ波研資, MW69-23, 1969. 07
- (6) 第2章(27)(関, 石尾, 柳本, “試作4相PSKミリメートル波中継装置の変復調回路”, 研実報〔21〕, 5, p. 835, 1972. 05)
- (7) 第2章(39)(関 “ $\pi/4$ シフト4相位変調方式の一構成法,” 昭44四学連大162478, 1969. 03)
- (8) 関, 石尾 “試作806Mb/s 4相PSKミリ波中継装置の復調回路”, 信学論誌〔55-B〕, 7, p. 398, 1972. 07.
- (9) 宮内, 関, 大黒, 石尾: 特願昭46-64027
- (10) 宮内, 関, 黒田, 山下: “W-40G方式試作送受信装置” 通信方式研資CS72-149, 1973. 03.
- (11) 石尾, 関, 藤井, “806Mb/s 4相PSK伝送用搬送波同期回路の設計と特性”, 信学論誌, 〔57-B〕, 10, p. 625, 1974. 10
- (12) 第2章(47)(関, 石田, 赤池, 冠, 石尾, 山本, “W-40G方式用ミリメートル波送受信装置” 研実報〔23〕, 11, p. 2273, 1974. 11)
- (13) 第2章(29)(石尾, 関, 鷺尾, 山下, “高速変復調回路”, 信学論, 〔58-B〕, 2, p. 681975. 02)
- (14) 第1章(15)(宮内, 関, 石田, 赤池, 冠: “W-40Gミリメートル波導波管伝送

- 方式”〔総合報告〕”信学誌，〔58〕，12，p. 1301, 1975. 12.)
- (15) 荒谷 “識別の不完全さに基づくPCM中継系符号誤り率の劣化，信学誌，〔49〕，11，  
p. 2117, 1966
- (16) 畔柳，岡本，“谷電流識別によるTD対高速比較器”，信学誌〔49〕，3，p. 448，  
1966
- (17) 鷺尾，大黒；“ミリ波4相PSK中継装置用トランジスタ識別回路の特性”，和47  
信学全大783, 1972. 4
- (18) 第1章(2)(野田ほか：電気通信研究所ミリメートル波シンポジウム講演論文集  
1968. 10)
- (19) 関，宮内“高速4GHz AMパルス識別器の動作特性”，昭43四学連大 $\mathcal{A}$ 2240，  
1968. 3
- (20) 宮内，泉，関“識別，タイミング”，電気通信研究所ミリメートル波シンポジウム講  
演論文集 p. 81, 1968. 10
- (21) K. Miyauchi, E. Iwahashi, S. Seki and H. Ishio, “Strip-Line High  
Speed Amplitude and Phase Sampling Circuits in the 4-GHz Region”,  
1969.  
European Microwave Conference, p. 120, 1969. 09
- (22) 関，喜田“ダイオードによる4Gc帯パルスの発生と検波”，和41信学全大 $\mathcal{A}$ 340，  
1966. 11
- (23) 第1章(3)(野田ほか：“ミリメートル波PCM-AM中継実験装置の設計と動作特  
性”，研実報〔18〕，11，p. 3007, 1969. 11.)
- (24) 関：“検波識別器”特許第610944号，出願1967. 4.
- (25) 石尾，関，“4GHz 400MB位相検波識別回路”昭44信学全大 $\mathcal{A}$ 536, 1969.  
09
- (26) 石尾，関，“4GHz帯高速位相識別回路の動作特性”昭45四学連大 $\mathcal{A}$ 2365，  
1970. 04
- (27) 渡辺，佐藤，“4GHz高感度エサキダイオード検波器”，昭41信学全大 $\mathcal{A}$ 409，  
1966. 11.
- (28) 石尾，関，松尾：“試作806Mb/s ミリ波中継器の復調部の構成と動作特性”，  
昭45信学全大， $\mathcal{A}$ S. 9-19, 1970. 08

- (29) 関, 石尾, 柳本, 泉, 岩橋 “400 MB 4 相 P M ミリメートル波中継器用変復調回路,”  
S 4 4 信学全大 6535, 1969. 09
- (30) 喜田, 深津, 冠, “試作 4 相 P S K ミリメートル波中継装置のミリメートル波固体電  
子回路”, 研実報〔21〕, 5, p. 815, 1972. 05
- (31) 関, 石尾, 藤井, 坂田, 持田: “同期判別回路” 昭 49 信学全大 987, 1974. 07
- (32) 大黒, “遅延時間を持つ位相同期回路の引込み特性の解析” 信学論〔57-A〕, 12,  
p. 872, 1974. 12
- (33) 関, 宮内 “W-40 G ミリメートル波導管伝送方式の変復調形式”, 昭 47 信学全大,  
6773, 1972. 4
- (34) 関, 石尾, 鷺尾, 横山, 山下: “400 MB-4 相 P S K 伝送用試作変復調盤” 昭  
48 信学全大 733, 1973. 03
- (35) 第 2 章(28) (関, 石尾, 鷺尾, 横山, 山下: “806 Mb/s 4 相 P S K 伝送用試  
作変復調盤” 信学会通信方式研資 C S 73-12, 1973. 05)
- (36) 第 2 章(34) (W. R. Bennett and J. R. Davey: Data Transmission,  
Mc Graw-Hill, 1965)
- (37) J. W. Rieke, R. S. Graham: “The L-3 coaxial system, television  
terminals”, B. S. T. J.,〔32〕, p. 915, 1953
- (38) E. Hopner; “Phase reversal data transmission system for switched  
and private telephone line applications,” IBMJ.,〔5〕, p. 93,  
1961
- (39) J. P. Costas; “Synchronous communications” Proc. IRE,〔44〕, 12,  
p. 1713, 1956
- (40) 野田: “変復調” 信学誌, PCM 特集,〔49〕, 11, p. 1994, 1966
- (41) F. M. Gardner; “Phaselock Techniques”, John Wiley & Sons, Inc.,  
1966
- (42) K. Miyauchi, S. Seki, et al: Transmitter-Receiver for the Millime  
ter-Wave Transmission System in the 43-87 GHz Range”, 4th  
European Microwave Conference, p. 624, 1974. 09
- (43) 石尾, 大黒: “400 MB 4 相同期検波回路の実験的検討”, 通信方式研資  
C S 71-116, 1971. 12

- (44) 第2章(22) (関, 石尾, 鷲尾, 横山, 山下 “超高速搬送波パルス中継回路のIC化,”  
昭和48四学連大 №227, 1973. 10. )
- (45) 第2章(48) (町田, 吉田, 阿部, 金野, “400MB4相PSK変復調に用いる  
IC化回路の検討” マイクロ波研資, MW-71-79, 1971. )
- (46) 関, 泉, 石尾, 柳本 “806Mb/s ミリ波中継実験システムの符号誤り率特性”,  
昭45信学全大 №543, 1970. 08

## 第4章 参 考 文 献

- (1) 第2章(4) (宮内, 関, 石田, 泉: “W-40Gミリメートル波導波管伝送方式,”  
研実報〔23〕, 11, p. 2202, 1974. 11)
- (2) 宮内, 関, 黒田, 山下 “W-40G方式試作送受信装置” 通信方式研資, CS72-  
149, 1973-03
- (3) 第2章(47) (関, 石田, 赤池, 冠, 石尾, 山本 “W-40G方式用ミリメートル波  
送受信装置” 研実報〔23〕, 11, p. 2273, 1974. 11. )
- (4) 関, 石尾, 鷲尾 “ミリ波導波管伝送方式現場試験回線の誤り率特性” 通信方式研資,  
CS74-5, 1974. 04
- (5) 室田, 関, “ミリ波導波管伝送方式における符号誤り率特性の解析” CS74-41,  
1974. 05
- (6) 第3章(42) (K. Miyauchi, S. Seki, et al: “Transmitter-Receiver  
for the Millimeter-Wave Transmission System in the 43-87GHz  
Range”, 4th European Microw. Conference. p. 624, 1974. 09. )
- (7) 第1章(15) (宮内, 関, 石田, 赤池, 冠: “W-40Gミリメートル波導波管伝送  
方式” “〔総合報告〕”, 信学誌〔58〕, 12, p. 1301, 1975. 12. )
- (8) 関: “PCM-AMミリ波中継器の符号誤り率特性”, 昭43信学全大 №1258,  
1968. 10
- (9) 第1章(2) (野田ほか・電気通信研究所ミリメートル波シンポジウム講演論文集  
1968. 10)
- (10) 第3章(20) (宮内, 泉, 関 “識別, タイミング”, 電気通信研究所ミリメートル波

シンポジウム講演論文集 p. 81, 1968. 10)

- (11) 泉, 関: “ミリメートル波中継実験系の符号誤り率特性”, 研実報〔18〕, 11, p. 3123, 1969. 11
- (12) 第3章(4)(関“ミリメートル波通信用検波識別回路の設計と動作特性”, 研実報,〔18〕, 11, p. 3085. 1969. 11)
- (13) 関, 泉, 石尾, 柳本: “4相PSKミリ波中継実験システムの符号誤り率特性”, 信学論〔55-B〕, 7, p. 405, 1972. 07
- (14) 第3章(8)(関, 石尾“試作806 Mb/s 4相PSKミリ波中継装置の復調回路”, 信学論誌〔55-B〕, 7, p. 398, 1972. 07)
- (15) 第3章(29)(関, 石尾, 柳本, 泉, 岩橋“400 MB 4相PMミリメートル波中継器用変復調回路”, S44信学全大, №535, 1969. 09)
- (16) K. Miyauchi, K. Izumi, S. Seki and N. Ishida: “Characteristics of an Experimental Guided Millimeter-Wave Transmission System”, IEEE Trans. Comm.〔COM-20〕, 4, p. 808, 1972. 08
- (17) 宮内, 喜田, 関: “試作4相PSKミリメートル波中継装置の概要”, 研実報,〔21〕, 5, p. 801, 1972. 05
- (18) 関, 泉, 石尾, 柳本: “4相PSKミリメートル波中継実験システムの符号誤り率特性”, 研実報,〔21〕, 5, p. 917, 1972. 05
- (19) 第2章(39)(関“ $\pi/4$ シフト4相位相変調方式の一構成法”, 昭44四学連大№2478, 1969. 03)
- (20) 関: “位相変調回路”特許第804780, 1968. 09出願
- (21) 第2章(40)(関, 宮内“階段変調 $\pi/4$ シフトPSK方式の伝送特性”, 昭45四学連大№2401, 1970. 04)
- (22) W. M. Hubbard, G. D. Mandeville and J. E. Goell: “Multilevel Modulation Techniques for Millimeter Guided Waves”, B. S. T. J.,〔49〕, 1, p. 33, 1970. 01
- (23) 泉, 関, 石田, 石尾: “多数個のコナが存在する導波管線路におけるミリ波中継系の伝送特性”, 昭46信学全大№649, 1971. 04
- (24) 宮内, 関, 黒田, 宮川“ミリ波伝送方式用試作送受信装置”, 昭48信学全大№723, 1973. 04

- (25) 第2章(34) (W. R. Bennett and J. R. Davey: Data Transmission, McGraw-Hill, 1965)
- (26) 榛葉, 山口ほか: “ミリ波導波管実験線路の埋設工事とその伝送特性” 研実報, [17], 7, p. 1161, 1968. 07
- (27) 島田, 鈴木, 大友: “ミリメートル波中継実験用分波装置の動作特性” 研実報 [18], 11, p. 3065, 1969. 11.
- (28) 第1章(3) (野田ほか: “ミリメートル波PCM-AM中継実験装置の設計と動作特性”, 研実報 [18], 11, p. 3007, 1969. 11.)
- (29) 喜田, 関: “Ge シルバーボンドダイオードのマイクロ波パルスの通倍特性”, 昭43四学連大2242, 1968. 04
- (30) S. Kita, S. Seki: “Millimeter Wave Pulse Generator by Multiplier”, proc. IEEE Letters, [54], 1, p. 71, 1966. 01
- (31) 第2章(27) (関, 石尾, 柳本, “試作4相PSKミリメートル波中継装置の変復調回路”, 研実報 [21], 5, p. 835, 1972. 05)
- (32) W. R. Bennett: “Methods of Solving Noise Problems”, proc. IRE., [44], 5, p. 609, 1956
- (33) 宮内: “マイクロ波ナノセコンドパルスの発生, 観測および中継に関する研究”, 通研成果報告, 第2527号, 1965. 06
- (34) 島田, 大友, 鈴木: “4相PSKミリメートル波中継実験システム用分波装置” 研実報 [21], 5, p. 785, 1972. 05
- (35) 宮内, 岩橋, 泉: “4相PSKミリメートル波中継実験システム”, 研実報, [21], 5, p. 785, 1972. 05
- (36) 第3章(46) (関, 泉, 石尾, 柳本, 807 Mb/s ミリ波中継実験システムの符号誤り率特性”, 昭45信学全大A543, 1970. 08)
- (37) 石田, 大友, 柳本, 岡本, “4相PSKミリメートル波中継実験システムの波形等化特性”, 研実報, [21], 5, p. 901, 1972. 05
- (38) 立川ほか: “PCM-PM-FDM方式のチャンネル間干渉の確率的取扱いについて”, 信学誌, [49], 9, p. 1689, 1966
- (39) 第2章(2) (近藤: “ミリ波導波管線路の符号誤り率特性”, 信学論, [56-B], 2, p. 49, 1973. 02)

- (40) 山口他：“コーナーを付加したミリ波導波管実験線路の特性”，昭46信学全大 *66* 658, 1971. 04
- (41) 第2章(24) (関, 宮内, “400MB 4相PSKミリ波中継装置変復調部の設計,” 信学会通信方式研資MW71-114, 1971. 12.)
- (42) 第2章(49) (岡本, 石田, 宮内 “近似零交叉形波形伝送系の設計と特性”, 研実報 [21], 1, p. 2019, 1972. 11)
- (43) 第2章(29) (石尾, 関, 鷺尾, 山下, “高速変復調回路”, 信学論, [58-B], 2, p. 68, 1975. 02)
- (44) R. W. Muise and C. E. Barnes: “Repeater Design and System Tests”, Conference Record, 1976 Intern. Conf. on Comm. p. 11-28 1976. 06
- (45) 第1章(14) (P. Dupuis and M. Joindot: “580Mbit/s Millimetric Transmission over 15km Trial Waveguide link”, Conf. Proc. 4th European Microw. Conference, p. 639, 1974. 09.)
- (46) J. A. Ravenscroft: “The Millimetric Waveguide System: Terminal and Repeater Equipment”, The Post Office Electr. Engrs J. [69] 4, p. 250, 1977. 01,
- (47) 細田, 向井: “2GHz 無線PCM方式(2S-P2)”, 施設, [27], 6, p. 89. 1975. 06
- (48) 山崎, 向井: “11/15GHz 帯無線PCM方式<その1>” 施設, [29], 7, p. 70, 19, 1977. 07
- (49) 中村ほか: 20G-400M準ミリ波デジタル伝送方式特集, 研実報 [24], 10, 1975. 10
- (50) 第3章(11) (石尾, 関, 藤井, “806Mb/s 4相PSK伝送用搬送波同期回路の設計と特性” 信学論誌, [57-B], 10, p. 625, 1974. 10)
- (51) 関, 室田: “ミリメートル波導波管伝送方式用障害中継装置検出回路”, 昭47信学全大 *66* 778, 1972. 04
- (52) 第1章(10) (寿司, 山口, 種谷, 二瓶: “銅管管路防護工法による導波管線路”, 研実報 [22], 5, p. 1231, 1973. 05)
- (53) 中川他: “差動位相変調方式における電力スペクトルとデータスクランブル”, 通信



方式研資, CS 73-151, 1974. 03

(54) 中川他: “W-40G方式用符号变换装置”, 研実報〔23〕, 11, p. 2347,  
1974. 11

(55) 石田ほか: “W-40G方式中継伝送路特性” 研実報, 〔23〕, 11, p. 2407,  
1974. 11.

(56) 鷺尾, 阿部, 石尾: “搬送波デジタル伝送用フォルトロケーション回路” 通信方式  
研資CS 74-152, 1975. 1.

## 第5章 参 考 文 献

(1) 関: “ミリ波伝送方式における各種特性劣化要因の符号誤り率に及ぼす影響” 昭46  
信学全大 647, 1971. 4

(2) 室田, 関: “ミリ波導管伝送方式における符号誤り率特性の解析”, 通信方式研資  
CS 74-41, 1974

(3) 第4章(48) (山崎, 向井: “11/15GHz 帯無線PCM方式<その1>” 施設,  
〔29〕, 7, p. 70, 19, 1977. 07)

(4) 山本, 森田, 小牧: “多種の劣化要因を持つQCPSK方式の誤り率特性”, 信学論,  
〔58-B〕, 11, p. 584, 1975. 11

(5) R. G. Oloen: “The Application of Monte Carlo Techniques to Study  
of Impairments in the Waveguide Transmission System”, B. S. T. J.,  
〔50〕, 4, p. 1293, 1971. 04

(6) 第4章(53) (中川他: “差動位相変調方式における電力スペクトルとデータスクラ  
ンブル”, 通信方式研資, CS 73-151, 1974. 03)

(7) 第4章(4) (関, 石尾, 鷺尾 “ミリ波導管伝送方式現場試験回線の誤り率特性”  
通信方式研資, CS 74-5, 1974. 04)

(8) 第2章(4) (宮内, 関, 石田, 泉: “W-40Gミリメートル波導管伝送方式” 研実  
報〔23〕, 11, p. 2202, 1974. 11)

(9) 関, 稲葉, 二瓶: “とう道内ミリ波導管伝送方式”, 研実報, 〔27〕, 1, 1978.  
01.

## 第 6 章 参 考 文 献

- ( 1 ) 第 2 章 ( 53 ) ( K. Miyauchi , S. Seki , H. Ishio : " New Technique for generating and Detecting Multilevel Signal Formats , " IEEE Trans. Comm. , [ COM-24 ] , 2 , p. 263 , 1976. 02 )
- ( 2 ) 第 2 章 ( 46 ) ( 中村 , 関 " 1.6 G b / s 4 相 P S K 変復調回路の実験的検討 " , マイクロ波研資 MW 77-7 , 1977. 04 )